



António João Matos Gomes

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de
Computadores

RESSONÂNCIA MAGNÉTICA NUCLEAR COM RECURSO A UM TRANSRECEPTOR RÁDIO CONTROLADO POR SOFTWARE

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: João Carlos da Palma Goes, Professor Doutor,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de
Lisboa

Coorientador: João Pedro Abreu de Oliveira, Professor Doutor,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de
Lisboa

Júri:

Presidente: Professor Doutor Pedro Miguel Ribeiro Pereira

Arguente: Professor Doutor Arnaldo Manuel Guimarães Batista

Vogal: Professor Doutor João Pedro Abreu de Oliveira



**FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA**

Março 2014

Ressonância Magnética Nuclear Com Recurso A Um Transreceptor Rádio Controlado Por Software

Copyright © António João Matos Gomes, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Agradecimentos

Quero começar por agradecer aos meus pais e ao meu irmão, Carlos Pedro, pela paciência e o apoio que me deram durante o meu percurso escolar. Apesar de não estarem presentes durante este caminho, sem eles não conseguiria chegar aqui. Sei que de início houve algumas dificuldades e frustrações não só pela distância que nos separa mas também por ter sido o primeiro filho a sair debaixo das vossas asas. Muito obrigado pelo vosso apoio incondicional.

Quero agradecer a minha companheira Mariana Ferreira que sempre me apoiou quando mais precisava. Obrigado por tudo o que fizeste por mim, se estou a escrever esta dissertação é graças a ti.

Não podia deixar de escrever um parágrafo aos meus amigos, Pedro Cunha, Valdo Mogne e Mitchel Collinson, que sempre me apoiaram e nunca se esqueceram de mim. Apesar de não estarmos juntos sei que posso contar convosco sempre que precisar, espero que sintam o mesmo da minha parte. Muito obrigado.

Quero agradecer aos meus colegas de curso que fizeram com que este percurso fosse mais agradável em especial ao Fábio Januário, Rodrigo Ferreira, João Machado, Nuno Amaro, Michael Figueiredo e Inês Besugo. Obrigado por partilharem comigo este caminho. Ao Diogo Inácio que foi uma ajuda bastante importante na fase final da dissertação, obrigado pelas horas que tiraste para me ajudar.

Aos amigos que fiz na Residência Fraústo da Silva, em especial ao Francisco Ferreira e João Ribeiro. Obrigado por todos os momentos que passámos juntos.

Ao Professor Doutor João Goes, meu Orientador, que me incentivou a iniciar esta dissertação, ao Professor Doutor João Pedro Oliveira, meu coorientador, que de tudo fez para que a dissertação estivesse no caminho certo. Um muito obrigado aos dois, por todos os ensinamentos transmitidos, confiança que sempre transmitiram em mim e por toda a paciência que tiveram nos momentos menos bons. Muito obrigado aos dois.

Ao Professor Doutor Mário Forjaz Secca por me ter ajudado a solidificar alguns conceitos teóricos relacionados com a Ressonância Magnética Nuclear e mostrar-se sempre disponível. Muito obrigado.

Quero agradecer a todos os docentes da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa com que me cruzei ao longo deste percurso, em especial aos docentes do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores pois sem eles não teria os mesmos

conhecimentos que tenho hoje. Em especial ao Professor Doutor Luís Bica Oliveira, ao Professor Doutor João Goes e ao Professor Doutor João Pedro Oliveira por, sem se aperceberem, passarem-me o interesse pela área de eletrónica.

A todos os meus familiares, amigos e conhecidos que não foram mencionados e que de certa forma influenciaram o meu percurso pessoal e escolar, um muito obrigado a todos.

Sumário

A investigação realizada no desenvolvimento de *Software-Defined Radars* (SDR) tende sempre para a combinação de *hardware* do *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) com o *software* Gnu Radio, desenvolvido especialmente para as comunicações rádio. Existem diversos estudos em que demonstram que estas duas ferramentas podem ser usadas em conjunto para a implementação de um sistema SDR de baixo custo e bastante versátil.

Com o desenvolvimento da tecnologia, o USRP tem vindo a aumentar o seu potencial podendo ser aplicado a diversas tecnologias. Com alguns conhecimentos do funcionamento de uma Ressonância Magnética Nuclear (NMR) é possível adaptar-se o USRP num equipamento capaz de efetuar uma NMR.

O trabalho realizado nesta dissertação consiste na implementação de um sistema de Ressonância Magnética Nuclear (Nuclear Magnetic Resonance – NMR) utilizando um sistema de Software-Defined Radio (SDR). Foi construído um diagrama de blocos que enviasse um sinal semelhante ao sinal enviado numa NMR, foi criado um sinal de resposta, de forma a simular a NMR sendo de seguida analisado como se de um sinal obtido se tratasse. A análise do sinal consiste na obtenção do máximo e máximos relativos, aproximando-os a uma expressão inversamente exponencial.

Palavras-chave:

Ressonância Magnética Nuclear, Universal Software Radio Peripheral, Software-Defined Radio, Gnu Radio

Abstract

The research on the development of Software-Defined Radars (SDR) always tends to combine a hardware, the Universal Software Radio Peripheral (USRP) with a software, Gnu Radio that was developed specifically for radio communications. There are several studies that show that these two tools are used together to implement a low-cost and very versatile SDR system.

With the development of technology, the USRP has been increasing its potential being applied to various technologies. With some knowledge of Nuclear Magnetic Resonance (NMR), it is possible to adapt the USRP to an apparatus able to place an NMR.

The work presented in this thesis consists on the implementation of a NMR using a SDR system. A block diagram was built to send a similar signal that NMR apparatus sends and also a response signal, to simulate the NMR and then analyzed the signal obtained. The signal analysis are made obtaining the maximum and relative maximums, approaching them to an inverse exponential expression.

Keywords:

Nuclear Magnetic Resonance, Universal Software Radio Peripheral, Software-Defined Radio, Gnu Radio

Índice de Matérias

Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 Estado de arte.....	3
1.2 Motivação e objetivos.....	4
1.3 Organização	5
Capítulo 2	7
Ressonância Magnética	7
Capítulo 3	25
Plataforma Programável	25
3.1 Software-Defined Radio	27
3.2 Universal Software Radio Peripheral	28
3.2.1 FPGA.....	32
3.2.2 ADC	34
3.2.3 DAC	34
3.2.4 Daughterboards	35
3.3 Gnu Radio.....	36
3.3.1 Gnu Radio Companion.....	37
3.3.2 Python.....	38
3.4 Matlab®	39
Capítulo 4	41
Prototipagem e Avaliação Experimental	41
4.1 Plataforma Proposta.....	43
4.2 Avaliação Experimentais	49
4.2.1 Gnu Radio Companion	49
4.2.2 Matlab®	56
Capítulo 5	61
Conclusão e perspectivas de trabalhos futuros	61

Índice de Figuras

Figura 2.1- Representação do campo magnético numa barra magnética [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	10
Figura 2.2- Representação de um próton como dipolo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	11
Figura 2.3- Representação vectorial de um próton[adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	12
Figura 2.4- Prótons livres sob influência da energia térmica [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]	12
Figura 2.5- Alinhamento dos prótons sob influência de um campo magnético externo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	13
Figura 2.6- Vector de magnetização com o sistema em equilíbrio.....	13
Figura 2.7- Movimento de precessão causado pela presença de um campo magnético externo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	14
Figura 2.8- Direcção e sentido do campo magnético criado devido aos pulsos magnéticos [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	15
Figura 2.9- Inclinação do próton quando presente a um pulso electromagnético.....	15
Figura 2.10- Transferência dos prótons devido ao pulso magnético	16
Figura 2.11- Componentes vectoriais do vector de magnetização [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]16	
Figura 2.12- Sinal de Decaimento de Indução Livre (FID) no tempo [Fonte: (McRobbie et al., 2007)] .	17
Figura 2.13- Desfasamento entre os prótons provocado pelas interacções entre os mesmos [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	17
Figura 2.14- Decaimento do vector de magnetização no plano XY	18
Figura 2.15- Crescimento do vector de magnetização no plano Z	19
Figura 2.16- Dependencia do tempo de relaxamento T_1 com as caraterísticas físicas da amostra [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	20
Figura 2.17- Fatores que afetam os tempos de relaxamento T_1 e T_2 [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	21
Figura 2.18- Efeito do spin echo nos vector de magnetização transversal M_{XY} [adaptado de (Bushberg et al., 2011)].....	22
Figura 2.19- Obtenção do tempo de decaimento transversal [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]	22
Figura 2.20- Diagrama de blocos de um sistema NMR tradicional	23
Figura 2.21- Aparelho de espectroscopia portátil com as devidas medidas [adaptado de (“Thermo Scientific™ picoSpin™ NMR 45 Spectrometer,”)].....	23

Figura 3.1- Diagrama de blocos de um sistema de rádio definido por software [adaptado de (Hill, 2012)]	28
Figura 3.2 – <i>Motherboard</i> do USRP sem as <i>daughterboards</i>	29
Figura 3.3- <i>Motherboard</i> do USRP usado na dissertação	32
Figura 3.4- Diagrama de blocos do USRP [Fonte: (“USRP N200/N210 Networked Series,”)]	32
Figura 3.5- FPGA do USRP N210	33
Figura 3.6- Diagrama de Blocos do DDC [Fonte: (Hamza, 2008)]	33
Figura 3.7- Diagrama de Blocos do DUC [Fonte: (Hamza, 2008)]	34
Figura 3.8- Conversor digital-analógico (DAC).....	35
Figura 3.9- <i>Daughterboard</i> de transmissão	35
Figura 3.10- <i>Daughterboard</i> de recepção.....	35
Figura 3.11- Ambiente de trabalho no Gnu Radio Companion	37
Figura 3.12- Ambiente de trabalho utilizando o Python.....	39
Figura 3.13- Ambiente de trabalho no Matlab®	40
Figura 4.1- Diagrama de blocos proposto.....	43
Figura 4.2- Esquemático do PA.....	44
Figura 4.3- Esquemático do LNA.....	44
Figura 4.4- Esquemático do <i>Switch</i>	45
Figura 4.5- <i>Layout</i> da PCB proposta	45
Figura 4.6- PCB com o PA, LNA e o <i>Switch</i>	45
Figura 4.7- Onda sinusoidal a entrada do PA proveniente do USRP.....	46
Figura 4.8- Sinal obtido a saída do PA	46
Figura 4.9- Onda sinusoidal a entrada do LNA proveniente de um gerador de sinais.....	47
Figura 4.10- Sinal obtido a saída do LNA	47
Figura 4.11- Sinal obtido no USRP a saída do LNA	48
Figura 4.12- Ambiente de trabalho utilizado para a obtenção dos sinais.....	48
Figura 4.13- Comparação do USRP como PCB	49
Figura 4.14- Sinal gerado no gerador de sinais no osciloscópio.....	50
Figura 4.15- Diagrama de Blocos usado na recepção de uma onda sinusoidal	50

Figura 4.16- Sinal recebido do gerador de sinais no USRP	50
Figura 4.17- Diagrama de Blocos usado na emissão de uma onda sinusoidal	51
Figura 4.18- Observação no Gnu Radio do sinal emitido	51
Figura 4.19- Visualização da onda sinusoidal gerada pelo USRP no osciloscópio	52
Figura 4.20- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda quadrada	52
Figura 4.21- Onda quadrada.....	52
Figura 4.22- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda quadrada com Duty Cycle	53
Figura 4.23- Onda quadrada com Duty Cycle.....	53
Figura 4.24- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda sinusoidal	54
Figura 4.25- Onda sinusoidal	54
Figura 4.26- Diagrama de Blocos da simulação dos pulsos sinusoidais	55
Figura 4.27- Diagrama de Blocos da transmissão dos pulsos sinusoidais	55
Figura 4.28- Amostra dos pulsos sinusoidais a emitir.....	56
Figura 4.29- Decaimento de do vetor de magnetização transversal, M_{xy}	57
Figura 4.30- Simulação do sinal recebido após o envio dos pulsos magnéticos	58
Figura 4.31- Máximos obtidos do sinal recebido simulado.....	58
Figura 4.32- Linha obtida pela união dos máximos	59
Figura 4.33- Função aproximada à linha dos máximos.....	60

Índice de Tabelas

Tabela 1.1- Organização da dissertação	5
Tabela 2.1- Rácio giromagnético de elementos usados na ressonância magnética [fonte: (Bushberg et al., 2011)].....	14
Tabela 3.1- Características dos diferentes modelos disponíveis na Ettus Research™ [adaptado de (Ettus Research)]	30
Tabela 3.2- <i>Daughterboards</i> disponíveis no Ettus Research™ (“Ettus Research - Daughterboards,”) ...	31
Tabela 3.3- Código de cores usado no Gnu Radio para identificar o tipo de sinal usado	38
Tabela 4.1- Parâmetros que foram alterados do sinal recebido simulado	57

Simbologia

γ – Rácio Giromagnético

ΔE – Diferença de Energia

θ – Ângulo de inclinação

μ – Momento Magnético

B_0 – Intensidade do campo magnético exterior

B_1 – Intensidade do campo magnético incidente

f_0 – Frequência Linear do campo magnético exterior

h – Constante reduzida de Planck

I – Spin de um isótopo

J – Momento Angular

M – Vetor de Magnetização

M_0 – Vetor de Magnetização inicial

M_{XY} – Vetor de Magnetização no plano XY ou Vetor de Magnetização Transversal

M_Z – Vetor de Magnetização no eixo Z ou Vetor de Magnetização Longitudinal

N^+ – Número de prótons no nível de energia superior

N^- – Número de prótons no nível de energia inferior

T – Temperatura

t – Tempo

ω_0 – Frequência Angular do campo magnético exterior

ω_1 – Frequência Angular do campo magnético incidente

Abreviaturas

ADC – Conversor Analógico-Digital (Analog-to-Digital Converter)

CIC – Cascaded Integrator-Comb Filters

CPU – Unidade Central de Processamento (Central Processing Unit)

DAC – Conversor Digital-Analógico (Digital-to-Analog Converter)

DDC – Digital-Down-Converters

DSP – Processadores de Sinais Digitais (Digital Signal Processors)

DUC – Digital-Up-Converters

EEPROM – Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory

FID – Decaimento de Indução (Free Induction Decay)

GB – Gigabyte

GHz – Gigahertz

FPGA – Field Programmable Gate Array

GPS – Sistema de Posicionamento Global (Global Positioning System)

I2C – Circuito Inter-Integrado (Inter-Integrated Circuit)

IF – Frequência Intermédia (Intermediate Frequency)

LNA – Amplificador de Baixo Ruído (Low-Noise Amplifier)

MB – Megabyte

MHz – Megahertz

MIMO – Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas (Multiple Input Multiple Output)

MS – Megasamples

ms – Milissegundos (Mili-Seconds)

MSPS – Megasample por Segundo (Megasample per Second)

NMR – Ressonância Magnética Nuclear (Nuclear Magnetic Resonance)

ns – Nanossegundos (Nano-Seconds)

PA – Amplificador de Potência (Power Amplifier)

PC – Computador Pessoal (Personal Computer)

PCB – Placa de Circuito Impresso (Printed Circuit Board)

PGA – Amplificador de Ganho Programável (Programmable Gain Amplifier)

RAM – Memória de Acesso Aleatório (Random-Access Memory)

RF – Radiofrequência (Radio Frequency)

s – Segundos (Seconds)

Sec – Segundos (Seconds)

SNR – Rácio de Sinal e Ruído (Signal to Noise Ratio)

SDR – Software-Defined Radio

SWIG – Simplified Wrapper and Interface Generator

USB – Universal Serial Bus

USRP – Universal Software Radio Peripheral

Capítulo 1

Introdução

Sumário:

Neste capítulo será introduzido o tema da ressonância magnética. É feita uma breve revisão do estado de arte, são apresentados os objetivos e as motivações para o projeto e é apresentada a organização desta dissertação.

1.1 Estado de arte

Neste ponto descrever-se-á de forma sucinta o estado de arte relativamente ao USRP mais concretamente aos temas em que este seja abordado como um radar, uma vez que é o princípio da Ressonância Magnética.

Uma equipa de engenheiros eletrotécnicos do Instituto Tecnológico de Bandung na Indonésia, apresentou um artigo científico em 2011 na 6ª Conferência Internacional de Aplicações, Serviços e Sistemas de Telecomunicação do IEEE em que utilizavam o USRP N210, com a ajuda do Gnu Radio, para criar um sistema de vigilância meteorológica. Para o envio e receção do sinal usaram o Gnu Radio e para o processamento do sinal obtido o Matlab (Prabaswara, 2011). Este estudo revelou-se importante para perceber-se como dever-se-á proceder à construção de um radar a partir dos diagramas de blocos do Gnu Radio.

Em Maio de 2012 surgiu uma dissertação de mestrado da Universidade da Califórnia realizada por Vivan Neil Fernandes, com o intuito de utilizar o USRP, o Matlab e o Simulink para determinar a distância de um objeto. Para tal, foram criados alguns blocos de diagramas através do Simulink que permitia a comunicação com o USRP e o Matlab foi usado para o processamento de dados obtendo a distância a que se encontra o objeto (Fernandes, 2012).

Em Novembro de 2012, Michael Maxwell Hill defendeu a sua dissertação de mestrado na Universidade de Adelaide que visava estudar as limitações e a eficiência da combinação, muitas vezes usada, do Gnu Radio com o USRP. Para tal criou vários diagramas de blocos para simular e de seguida implementar com o USRP, as diferentes ondas a estudar entre elas uma onda contínua, uma onda de 1 μ s pulsada e uma onda contínua de frequência modulada (Hill, 2012).

Como estes estudos, existem muitos outros que utilizam o USRP ou apenas o Gnu Radio em diversas aplicações demonstrando a versatilidade do mesmo.

1.2 Motivação e objetivos

Com o crescimento dos *software-defined radio* (SDR) e muito graças à sua versatilidade, tem sido cada vez mais fácil a implementação de um *software-defined radar*. Através do *software* é possível criar qualquer tipo de sistema, podendo ser alterado sempre que seja necessário, o que nos radares tradicionais é impossível. Estes radares tradicionais são implementados de raiz e dimensionados para terem as características pretendidas. Caso seja necessário alterar alguma especificação do radar, ou caso já não seja necessário é praticamente impossível alterar o que quer que seja dos seus componentes, acabando por deitar-se fora tudo o que foi investido.

O sistema desenvolvido e aqui apresentado é baseado em sistemas de radar que têm vindo a ser estudados por alunos com a publicação das suas dissertações por todo o mundo. O que é proposto é a utilização de um sistema SDR que é utilizado para o radar, implementando-o com o mesmo propósito, mas com frequências mais baixas na ordem das dezenas de MHz.

Como aluno finalista do Mestrado Integrado de Engenharia Electrotécnica e de Computadores surgiu-me a oportunidade de fazer a minha Dissertação de Mestrado num tema que tem um grande interesse científico, o da Ressonância Magnética Nuclear. Com o avanço tecnológico tem vindo a ser cada vez mais estudado a possibilidade da introdução de um sistema portátil que permita a monitorização de células, eliminando a necessidade da realização das tradicionais biópsias.

O que se pretende com esta dissertação é aplicar os conhecimentos de *software-defined radio* na área médica, mais concretamente na Ressonância Magnética Nuclear. É possível fazer-se aparelhos de ressonância magnética baratos, e até portáteis, mas isso leva a que seja necessário algum conhecimento de eletrónica para a conceção do *hardware*. Neste caso, com a utilização do USRP como *hardware* e com o apoio do Gnu Radio como *software*, basta que o utilizador tenha algum conhecimento de programação e dos métodos a aplicar na ressonância magnética para que torne possível a aplicação destes conceitos na área médica.

1.3 Organização

Esta dissertação está organizada em 6 capítulos apresentados na Tabela 1.1.

Tabela 1.1- Organização da dissertação

Capítulo 1 Introdução	Neste capítulo será introduzido o tema da ressonância magnética. É feita uma breve revisão do estado de arte, são apresentados os objetivos e as motivações para o projeto e é apresentada a organização desta dissertação.
Capítulo 2 Ressonância Magnética	É feita uma pesquisa sobre a ressonância magnética e todos os conceitos existentes. É dado a conhecer o <i>hardware</i> utilizado bem como os <i>softwares</i> existentes apresentando as suas potencialidades.
Capítulo 3 Plataforma Programável	Neste capítulo é dado a conhecer o sistema utilizado para a concretização dos objetivos propostos, indicando qual o <i>software</i> e <i>hardware</i> utilizados bem como alguns diagramas de blocos para facilitar a percepção do hardware.
Capítulo 4 Prototipagem e Avaliação Experimental	São apresentados os sinais de teste para verificar o funcionamento do USRP, bem como as características do sinal transmitido. É gerado um sinal semelhante ao sinal real recebido fazendo o processamento do mesmo.
Capítulo 5 Conclusão e perspectivas de trabalhos futuros	Neste capítulo é realizada uma análise global do trabalho realizado, são apresentadas as principais conclusões e apresentadas propostas de trabalho futuro.
Referências Bibliográficas	Este capítulo serve para fazer referência às obras citadas, fomentando qualquer incerteza proveniente de qualquer afirmação menos acertada.

Capítulo 2

Ressonância Magnética

Sumário:

É feita uma pesquisa sobre a ressonância magnética e todos os conceitos existentes. É dado a conhecer o *hardware* utilizado bem como os *softwares* existentes apresentando as suas potencialidades.

O magnetismo é uma propriedade fundamental da matéria produzida por cargas elétricas, geralmente elétrons movimentando-se de forma aleatória. Nem todos os materiais apresentam esta propriedade. Para tal, é necessário que os átomos e moléculas tenham um número ímpar de elétrons para que tenham presente um campo magnético (Bushberg, Seibert, Leidholdt, & Boone, 2011).

A suscetibilidade magnética define o ponto sobre o qual um material quando exposto a um campo magnético torna-se magnetizado. A magnetização interna induzida pode opor-se ao campo magnético externo diminuindo o campo magnético à volta do material. A estes materiais chamam-se diamagnéticos e têm uma suscetibilidade negativa e como exemplo tem-se o cálcio, a água entre muitos outros materiais orgânicos. Existem materiais com uma suscetibilidade positiva. Alguns deles, com uma suscetibilidade ligeiramente positiva, denominam-se paramagnéticos e aumentam o campo magnético circundante ao material, como é o caso das moléculas de oxigénio. Existem ainda alguns materiais com uma grande suscetibilidade magnética e apresentam automagnetismo. A estes materiais dá-se o nome de ferromagnéticos e como exemplo tem-se o ferro, cobalto e o níquel (Westbrook, 2002).

A ressonância magnética é um fenómeno que foi descoberto no final dos anos 30, mas foi em 1952, após a atribuição do prémio nobel da física a Felix Bloch e a E. M. Purcell, que começou a ter alguma importância prática (Darrow, 1953).

A ressonância magnética nuclear é o estudo da espectroscopia das propriedades magnéticas do núcleo do átomo. Os prótons e os neutrões dos núcleos contêm um campo magnético associado ao seu spin nuclear e à distribuição das cargas. A energia que o núcleo liberta quando é exposto a um campo magnético intenso, chama-se ressonância (Bushberg et al., 2011). Este fenómeno ocorre quando uma substância, com um núcleo magnético, é exposta a campos magnéticos cruzados, sendo um estático e outro oscilante, e a amplitude do primeiro e a frequência do segundo sejam correspondentes. Quando estes correspondem, os núcleos da amostra alinham-se de acordo com o campo estático e a energia do campo oscilante é absorvida (Darrow, 1953).

Os prótons quando sujeitos a um campo magnético têm a particularidade de serem dipolos, em que o norte é o começo das linhas do campo magnético e o sul é o retorno (Bushberg et al., 2011), como é observado na Figura 2.1.

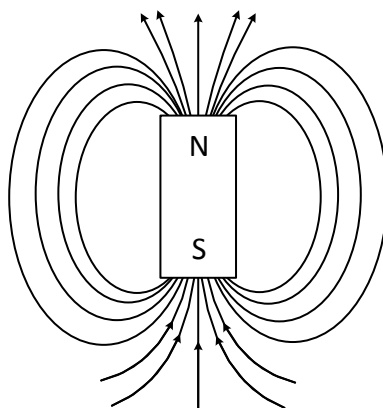


Figura 2.1- Representação do campo magnético numa barra magnética [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

A intensidade do campo magnético, B , é definida pelo número de linhas magnéticas de força por unidade de área. O sistema internacional (S.I.) de unidades indica que a unidade para a força do campo magnético é o tesla (T). Para ter-se uma ideia, a força do campo magnético da Terra varia entre 24 a 66 μT (Instituto Português do Mar e da Atmosfera - IPMA).

O campo magnético pode ser objeto de estudo através do movimento de cargas num fio. Ao enrolarmos um fio de maneira a que fique da forma de uma bobine, criaremos um campo magnético, no interior da bobine, com a direção do movimento das cargas ao longo do fio. Ou seja, se seguirmos o movimento das cargas ao longo da bobine com os dedos da nossa mão direita, o polegar deverá apontar na direção do campo magnético induzido pela bobine (Bushberg et al., 2011).

A amplitude da corrente contínua aplicada ao fio, determina a força do campo magnético, sendo mais intenso no interior da bobine e diminuindo inversamente proporcional ao quadrado da distância à bobine (Bushberg et al., 2011).

Como já foi referido, os materiais estão sujeitos ao número de eletrões no núcleo dos seus átomos, para que tenham presente um campo magnético local. As propriedades magnéticas são influenciadas pelo spin e pela distribuição das cargas intrínsecas dos prótons e neutrões (Bushberg et al., 2011). No núcleo dos átomos ocorre um fenómeno conhecido por emparelhamento. Caso o número de prótons e neutrões sejam iguais, no núcleo do átomo, o momento magnético nuclear é aproximadamente nulo. Por outro lado, se o número de prótons for diferente do número de neutrões, então os prótons ou neutrões em excesso, ou livres, criarão um momento magnético nuclear. Estes prótons livres têm um movimento de rotação ao qual denomina-se de *spin* (Bushberg et al., 2011).

Cada próton livre tem um valor de spin de $+\frac{1}{2}$. Um átomo, consoante o número de prótons livres, tem um determinado número de spin, I que é determinado pela multiplicação do número de prótons livres com o valor de spin de cada próton, como é apresentado na Equação 2.1 (Edwards).

$$I = \pm \frac{1}{2} \times \text{número de protões livres} \quad \text{Equação 2.1}$$

O movimento de rotação que as partículas realizam sobre o próprio eixo, faz com que seja criado um momento angular em cada protão. Esse momento angular é determinado por J , apresentado na Equação 2.2 em que \hbar é a constante reduzida de Planck (McRobbie, Moore, Graves, & Prince, 2007).

$$J = I \times \hbar \quad \text{Equação 2.2}$$

O protão, quando está sob a presença de um campo magnético, pode ser visto como um dipolo, adquirindo assim as suas propriedades. Portanto, como qualquer dipolo na presença de um campo magnético, o protão obtém assim um momento magnético (Bushberg et al., 2011). Uma das características do dipolo é o rácio giromagnético, γ , que relaciona o momento magnético com o momento angular sob a forma apresentada na Equação 2.3 em que μ é o momento magnético (McRobbie et al., 2007).

$$\gamma = \frac{\mu}{J} \quad \text{Equação 2.3}$$

Na Figura 2.2 está representado o protão como um dipolo magnético com as respetivas linhas de força e rotação.

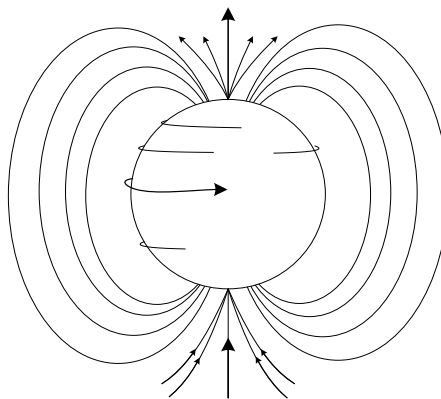


Figura 2.2- Representação de um protão como dipolo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Para se perceber melhor o efeito causado pela soma de muitos protões, considera-se um protão como sendo um vetor com amplitude e direção, como está representado na Figura 2.3.

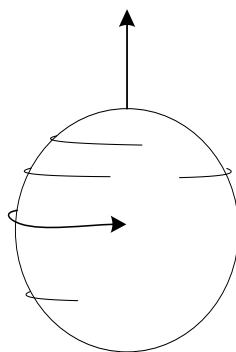


Figura 2.3- Representação vectorial de um próton[adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Sem a presença de um campo magnético externo, a energia térmica faz com que os prótons agitem-se e movimentem-se de forma aleatória produzindo um momento magnético aproximadamente nulo. Na Figura 2.4 encontra-se uma representação aleatória dos prótons livres sob influência da energia térmica (Bushberg et al., 2011).

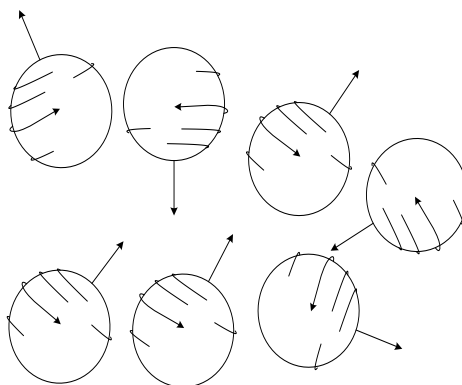


Figura 2.4- Prótons livres sob influência da energia térmica [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Quando estes prótons estão sob a influência de um campo magnético externo intenso, estes distribuem-se em dois estados de energia diferentes, superior e inferior. No nível de energia inferior, os prótons encontram-se alinhados em paralelo com o campo magnético aplicado. Por sua vez, no nível de energia superior, os prótons encontram-se alinhados contra o campo magnético, ou antiparalelo (Westbrook, 2002). A razão entre o número de prótons que alinham-se no nível de energia inferior e superior é dada pela Equação 2.4 em que N^- é o número de prótons no nível de energia inferior, N^+ o número de prótons no nível de energia superior, ΔE é a diferença de energia que separa os dois níveis expressa em joules, \hbar é a constante de Planck expressa em Joules/Kelvin e T é a temperatura expressa em Kelvin (Darrow, 1953).

$$\frac{N^-}{N^+} = e^{-\frac{\Delta E}{\hbar \times T}} \quad \text{Equação 2.4}$$

A diferença de energia que separa os dois níveis de energia é determinada pela intensidade do campo magnético aplicado, como é apresentado na Equação 2.5, quanto mais intenso for o campo magnético, maior será a distância entre estes dois níveis de energia (McRobbie et al., 2007). A Figura 2.5 exemplifica de uma forma simples o que foi mencionado anteriormente.

$$\Delta E = \hbar \times \gamma \times B_0$$

Equação 2.5

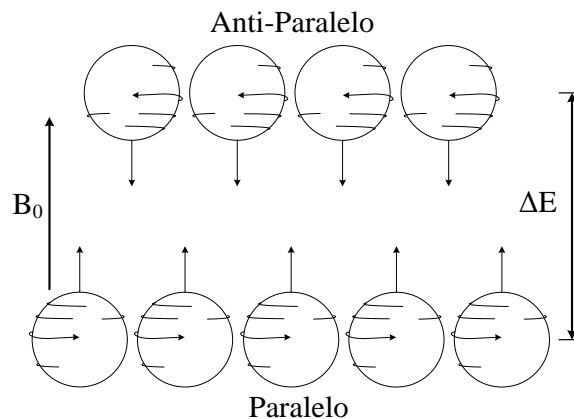


Figura 2.5- Alinhamento dos prótons sob influência de um campo magnético externo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

A soma dos vetores nos dois níveis de energia, quando em equilíbrio, dão origem a um vetor de magnetização, M , com a direção do campo magnético aplicado, que neste caso contém apenas uma componente vetorial ao longo do eixo Z, magnetização longitudinal ou M_z , como é indicado na Figura 2.6.

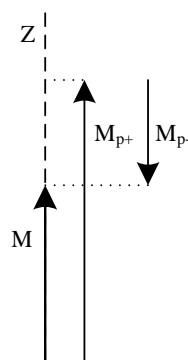


Figura 2.6- Vector de magnetização com o sistema em equilíbrio

Para além de se alinharem em dois níveis de energia, os prótons sofrem um pequeno torque causado pelo campo magnético que leva a que o próton faça um movimento como o de um pião de

corda a cair devido à força da gravidade (Bushberg et al., 2011). A Figura 2.7 exemplifica o movimento descrito acima a que se dá o nome de precessão.

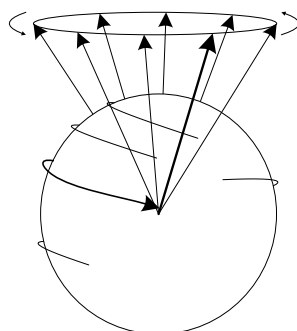


Figura 2.7- Movimento de precessão causado pela presença de um campo magnético externo [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Durante este movimento, M não possui componentes vetoriais no plano XY, magnetização transversal ou M_{XY} , uma vez que os prótons estão orientados de forma aleatória sobre o plano XY que acabam por se cancelar. Este movimento ocorre com uma frequência angular proporcional à intensidade do campo magnético. A essa frequência dá-se o nome de frequência de Larmor que é apresentada na Equação 2.6 (Bushberg et al., 2011) ou ainda, de acordo com a frequência linear na Equação 2.7 em que, ω_0 é a frequência angular, γ é o rácio giromagnético, B_0 é a intensidade do campo magnético e f_0 é a frequência linear.

$$\omega_0 = \gamma \times B_0 \quad \text{Equação 2.6}$$

$$f_0 = \frac{\gamma}{2 \times \pi} \times B_0 \quad \text{Equação 2.7}$$

O rácio giromagnético, expresso em MHz/T, é uma medida única em cada isótopo que permite a seleção do isótopo a analisar através da frequência escolhida no campo magnético oscilante (Bushberg et al., 2011). Na Tabela 2.1 estão listados alguns elementos com o respetivo rácio giromagnético.

Tabela 2.1- Rácio giromagnético de elementos usados na ressonância magnética [fonte: (Bushberg et al., 2011)]

Elementos	$\frac{\gamma}{2\pi}$ (MHz/T)
^1H	42,58
^{13}C	10,7
^{17}O	5,8
^{19}F	40,0
^{23}Na	11,3

Quando os prótons estão sujeitos a pulsos magnéticos com uma determinada frequência, estes absorvem a energia do campo magnético imposto por uma bobine (Bushberg et al., 2011). Na Figura 2.8 está representada a direcção e sentido do campo magnético em estudo.

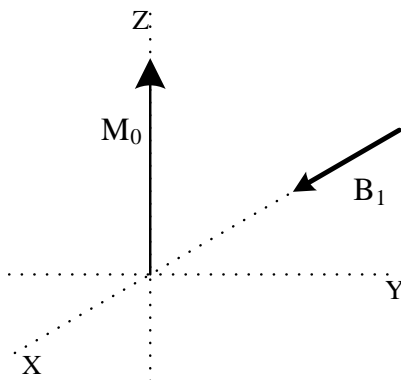


Figura 2.8- Direcção e sentido do campo magnético criado devido aos pulsos magnéticos [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Ao absorverem a energia, os prótons sofrem uma inclinação θ , com o eixo Z (Bushberg et al., 2011) como pode-se verificar na Figura 2.9.

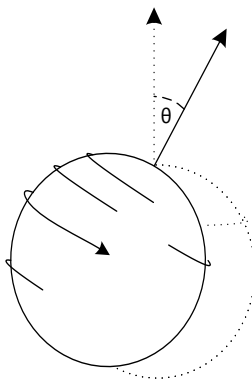


Figura 2.9- Inclinação do próton quando presente a um pulso electromagnético

Este ângulo varia consoante a duração dos pulsos magnéticos podendo obter valores entre 0° e 180° . Sabendo que a inclinação comporta-se de acordo com a Equação 2.8 e substituindo a frequência angular apresentada na Equação 2.6 obtém-se uma equação em que a inclinação aumenta ao longo do tempo como é possível observar na Equação 2.9.

$$\theta = \omega_1 \times t \quad \text{Equação 2.8}$$

$$\theta = \gamma \times B_1 \times t \quad \text{Equação 2.9}$$

Esta inclinação faz com que haja uma transferência de prótons do estado de energia inferior para o estado de energia superior, como é apresentado na Figura 2.10, traduzindo-se numa diminuição de M_Z e um aumento de M_{XY} , como é apresentado na Figura 2.11 (Westbrook, 2002).

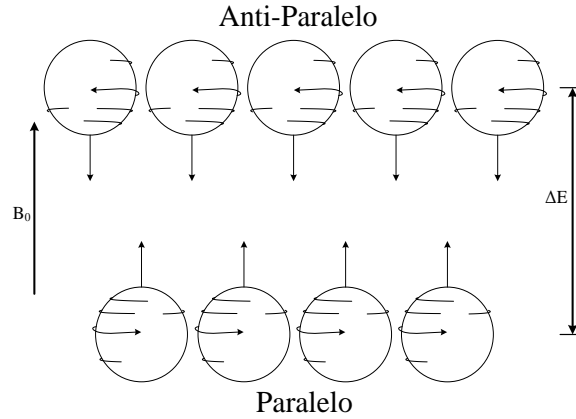


Figura 2.10- Transferência dos prótons devido ao pulso magnético

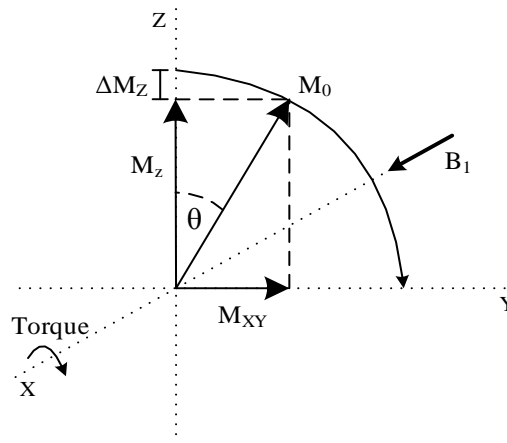


Figura 2.11- Componentes vectoriais do vector de magnetização [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

O sinal de ressonância total é obtido quando a energia libertada pelo sistema é máxima. Como a bobine encontra-se paralela ao plano X-Y, o sinal de ressonância obtido será diretamente proporcional ao vetor de magnetização transversal. Para que este seja máximo, o vetor de magnetização deverá fazer um ângulo de 90° com o eixo Z. A duração dos pulsos magnéticos para que os prótons tenham uma inclinação de 90° , ou $\frac{\pi}{2}$, é determinado recorrendo à Equação 2.9 obtendo-se a Equação 2.10.

$$t_{90^\circ} = \frac{\pi}{2 \times \gamma \times B_1} \quad \text{Equação 2.10}$$

O vetor de magnetização, M_{XY} , permanecerá no plano XY durante um tempo reduzido até que comece a libertar energia para o ambiente exterior retornando ao seu estado de equilíbrio. O tempo

que leva M_{XY} e M_Z a encontrarem-se em equilíbrio, refletem dois tempos distintos denominados como tempo de relaxamento próton-próton (*spin-spin*), T_2 e tempo de relaxamento próton-rede (*spin-lattice*), T_1 , respetivamente (McRobbie et al., 2007).

Com o vetor de magnetização no plano transversal, a bobine vê o vetor de magnetização como um campo magnético oscilante induzindo uma tensão com a frequência de Larmor. A amplitude do sinal decai de forma muito rápida devido ao desfasamento entre os prótons. Este sinal é conhecido por decaimento de indução livre (FID – *Free Induction Decay*) que é apresentado na Figura 2.12 (McRobbie et al., 2007).

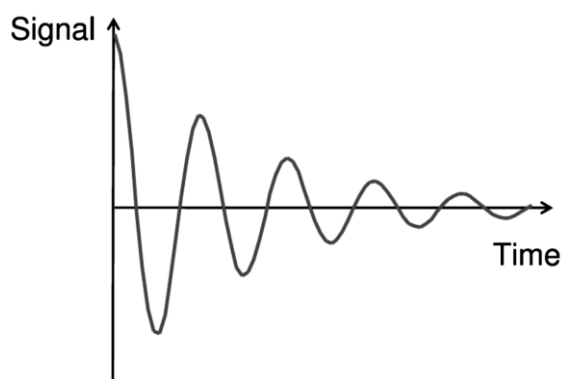


Figura 2.12- Sinal de Decaimento de Indução Livre (FID) no tempo [Fonte: (McRobbie et al., 2007)]

Na Figura 2.12 é apresentado um sinal sinusoidal amortecido devido a falta de homogeneidade existente na estrutura molecular da amostra que provoca uma interação entre os prótons. Esta interação faz com que os prótons tenham movimentos de precessão diferentes devido a pequenas mudanças no campo magnético local de cada próton. Esta diferença na precessão faz com que uns prótons andem mais depressa que outros resultando numa perda na coerência de fase como é apresentado na Figura 2.13, provocando o decaimento de M_{XY} (Bushberg et al., 2011).

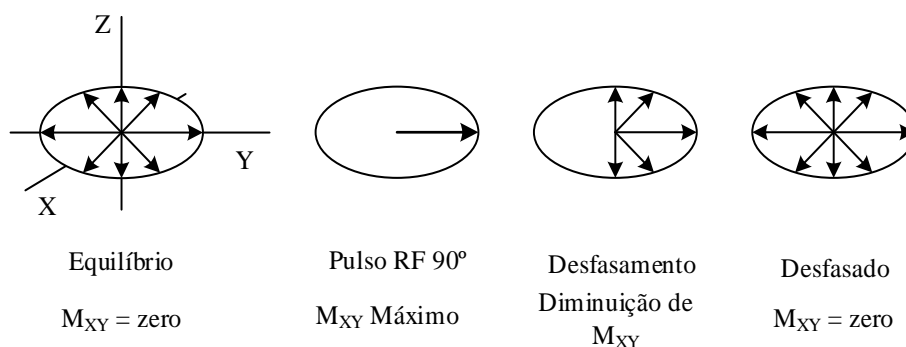


Figura 2.13- Desfasamento entre os prótons provocado pelas interações entre os mesmos [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

A variação de M_{XY} ao longo do tempo está representada na Figura 2.14 e é determinado pela Equação 2.11 (Bushberg et al., 2011).

$$M_{XY}(t) = M_0 \times e^{-\frac{t}{T_2}} \quad \text{Equação 2.11}$$

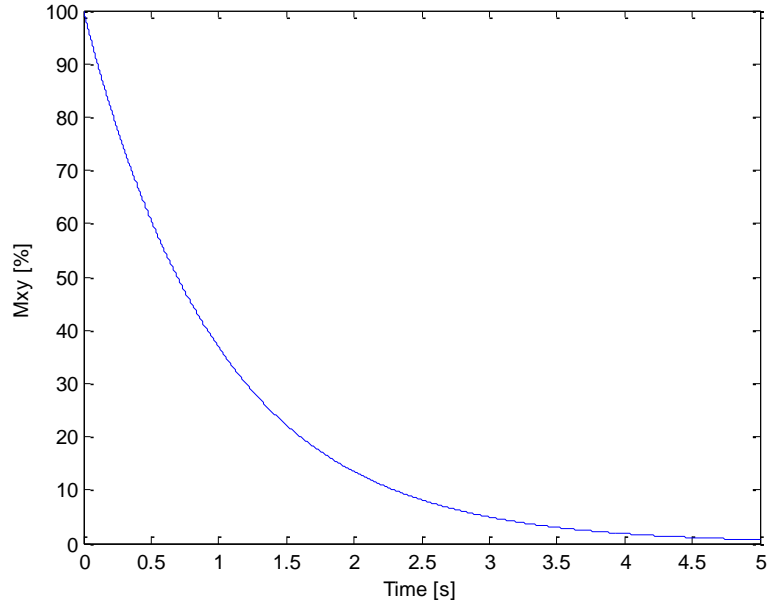


Figura 2.14- Decaimento do vector de magnetização no plano XY

A constante de relaxamento T_2 é o tempo que leva M_{XY} a recuperar, aproximadamente, 37% de M_0 , após os pulsos magnéticos, como pode ser verificado através da substituição de $t = T_2$ na Equação 2.12.

$$M_{XY} = 0,37 \times M_0 \quad \text{Equação 2.12}$$

A falta de homogeneidade provocada por pequenas imperfeições no campo magnético externo, faz com que o desfaseamento de M_{XY} ocorra mais rápido que nas interações entre os prótons, $T_{2 \text{ var.}}$. Como o tempo de relaxamento T_2 é influenciado, tanto pela falta de homogeneidade do campo magnético externo como pela interação entre os prótons, o valor mencionado deverá ser chamado T_2^* e será calculado a partir da Equação 2.13 (Hornak, 2011).

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_{2 \text{ var.}}} \quad \text{Equação 2.13}$$

Para eliminar a falta de homogeneidade do campo magnético externo, utiliza-se uma técnica chamada *spin echo* que será retratada mais a frente (Bushberg et al., 2011).

O tempo de decaimento de T_2 varia consoante as estruturas moleculares da amostra em estudo. Uma amostra líquida apresenta um T_2 muito longo uma vez que o movimento molecular é reduzido ou porque tem uma melhor homogeneidade magnética intrínseca. Quanto maior for o tamanho molecular mais restrito é o movimento fazendo com que aumente as variações do campo magnético originando num tempo T_2 curto. Caso a amostra tenha uma estrutura molecular sem movimento o tempo de decaimento T_2 é muito curto (Bushberg et al., 2011).

O decaimento de T_2 é relativamente rápido, quando comparado com o tempo que o vetor de magnetização longitudinal leva ao equilíbrio. À medida que o sistema tende para o equilíbrio, existe um aumento de M_Z . Este aumento depende das características de interação dos prótons com a disposição molecular e a sua estrutura (*lattice*). A variação de M_Z ao longo do tempo está representada na Figura 2.15 e é determinado pela Equação 2.14 (Bushberg et al., 2011).

$$M_Z(t) = M_0 \times \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) \quad \text{Equação 2.14}$$

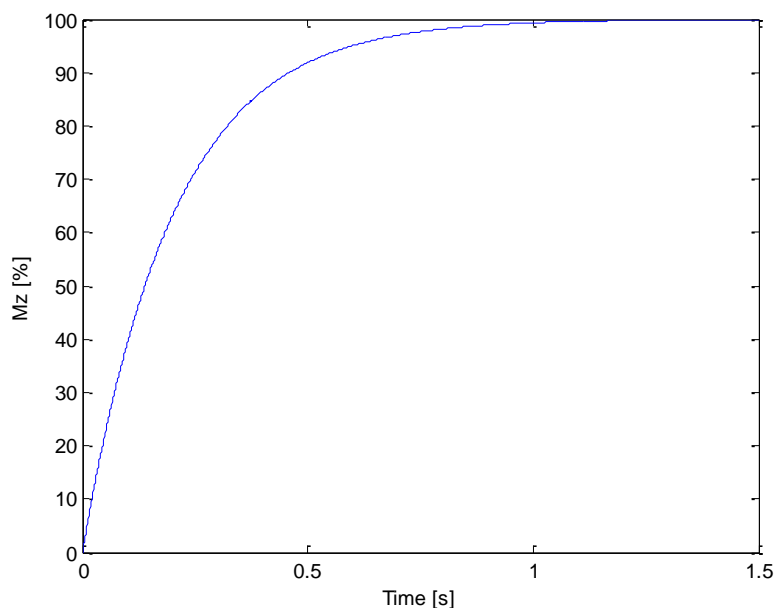


Figura 2.15- Crescimento do vector de magnetização no plano Z

A constante de relaxamento T_1 é o tempo que leva M_Z a recuperar 63% de M_0 , após os pulsos magnéticos, como pode ser verificado através da substituição de $t = T_1$ na Equação 2.15.

$$M_Z = 0,63 \times M_0 \quad \text{Equação 2.15}$$

A recuperação longitudinal total depende da constante de tempo T_1 . Quando $t = 2 \times T_1$, a recuperação M_Z encontra-se a 86,47%. Depois de um período de $5 \times T_1$ considera-se que a magnetização longitudinal encontra-se recuperada, isto é $M_Z = M_0$ (Bushberg et al., 2011).

Para determinar tempo de recuperação de T_1 de uma amostra, é necessário enviar um pulso que faça com que M_Z seja nulo. Uma vez que a bobine mede apenas o valor de M_{XY} , é enviado um segundo pulso com a mesma duração, após um determinado tempo Δt , e assim o valor de M_Z , após o intervalo de tempo Δt , é convertido em M_{XY} e é medida a amplitude do sinal obtido. Ao repetir este procedimento, começando sempre nas condições de equilíbrio e com diferentes tempos ΔT , é possível verificar o tempo de recuperação de M_Z (Bushberg et al., 2011).

É necessário efetuar-se este procedimento para diferentes amostras uma vez que o tempo de decaimento T_1 varia para diferentes tipos de amostras e patologias. O tempo de relaxamento T_1 depende da dissipação da energia absorvida para a restante rede molecular (*lattice*). Esta transferência de energia é mais eficaz quando existe uma sobreposição entre a frequência de precessão dos prótons excitados com a frequência de vibração da rede molecular (Bushberg et al., 2011). Na Figura 2.16 está apresentado um gráfico que mostra como o tempo de relaxamento T_1 é dependente das características físicas da amostra.

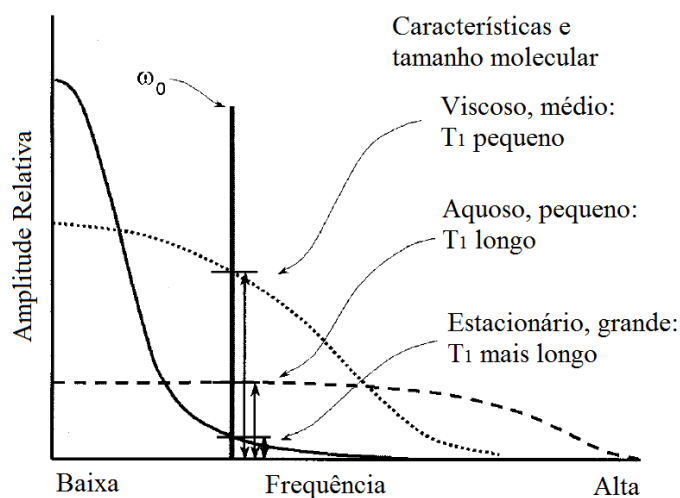


Figura 2.16- Dependência do tempo de relaxamento T_1 com as características físicas da amostra [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

O valor de T_1 pode variar consoante a intensidade do campo magnético externo e as características físicas das amostras. Um campo magnético mais intenso provoca um aumento na frequência de Larmor, reduzindo a sobreposição entre a frequência de Larmor e a frequência de vibração da rede molecular, reduzindo a eficiência na transferência de energia do próton para o ambiente exterior, o que faz aumentar o tempo de relaxamento T_1 . (Bushberg et al., 2011)

As características físicas também influenciam o tempo de relaxamento T_2 . Na Figura 2.17 está apresentado um gráfico que mostra quais os fatores que influenciam os tempos de relaxação. É de notar que os tempos de relaxação (eixo vertical) são diferentes para ambos os tempos.

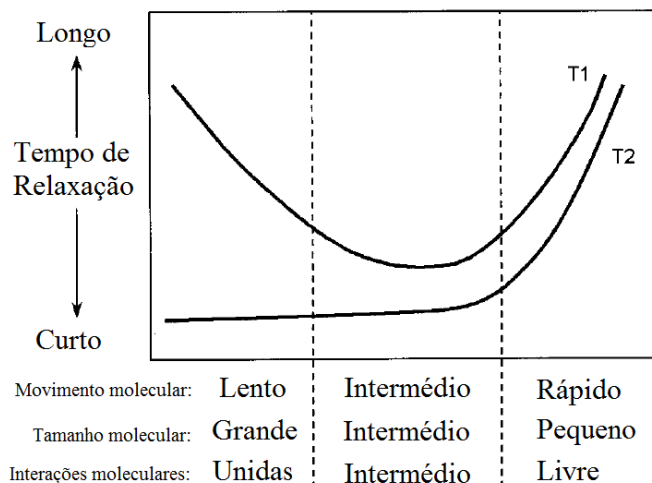


Figura 2.17- Fatores que afetam os tempos de relaxamento T_1 e T_2 [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

Como já foi referido, a técnica utilizada para cancelar as pequenas variações do campo magnético exterior denomina-se por *spin echo*. Esta técnica consiste na excitação dos prótons magnetizados com um pulso RF, seguindo-se de diversos pulsos magnéticos com o dobro da duração do pulso RF inicial, obtendo assim o sinal FID sem as perturbações causadas pelas pequenas variações do campo magnético externo (McRobbie et al., 2007).

O primeiro pulso RF deve ter uma duração de modo a que o vetor de magnetização transversal, M_{XY} , seja máximo, colocando os prótons em fase. Devido às variações intrínsecas e extrínsecas do campo magnético, o sinal começa a decair exponencialmente com um tempo de relaxamento T_2^* . De modo a eliminar as imperfeições do campo magnético, é enviado um segundo pulso RF fazendo com que os prótons sofram uma rotação 180° sobre si mesmos, invertendo o sentido do sistema que por sua vez coloca novamente os prótons em fase, produzindo um sinal ao fim de um tempo denominado tempo de eco, TE. O segundo pulso faz com que o vetor de magnetização transversal se coloque no sentido contrário ao inicial cancelando o efeito da falta de homogeneidade do campo magnético (Bushberg et al., 2011). Para uma melhor perceção do que foi descrito acima, na Figura 2.18 encontra-se representado o procedimento efetuado.

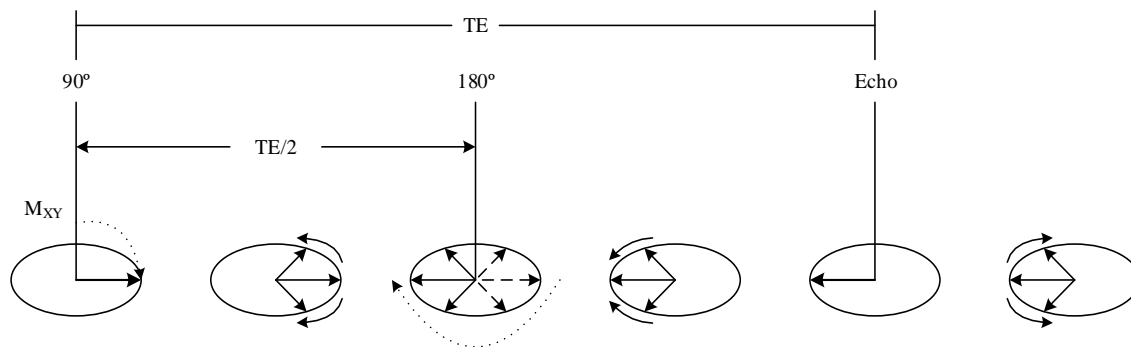


Figura 2.18- Efeito do spin echo nos vector de magnetização transversal M_{xy} [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

O tempo real de relaxamento T_2 é obtido através da geração de múltiplos sinais de eco após a excitação inicial do sistema. A amplitude do sinal é medida em diversos pontos fazendo uma aproximação a uma curva exponencial nos pontos medidos, como pode ser observado na Figura 2.19 (Bushberg et al., 2011).

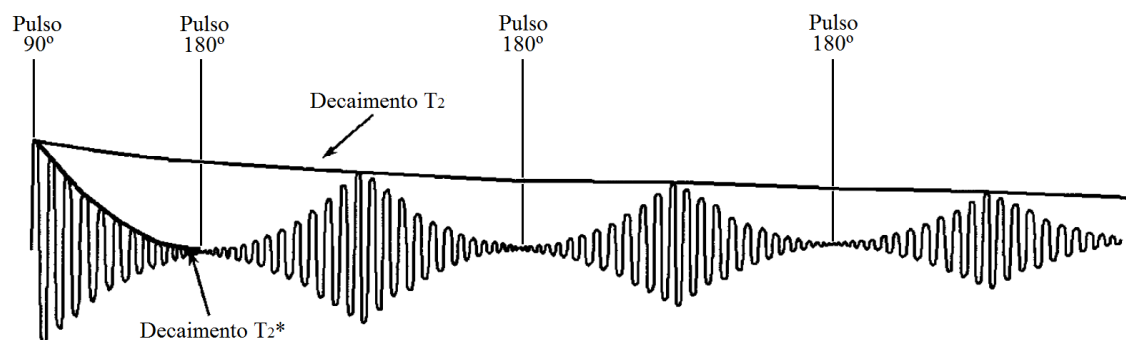


Figura 2.19- Obtenção do tempo de decaimento transversal [adaptado de (Bushberg et al., 2011)]

A curva exponencial a aproximar deverá ser sob a forma da Equação 2.16.

$$M_{xy} = M_0 \times e^{-\frac{t}{T_2}} \quad \text{Equação 2.16}$$

O valor de T_2 obtido, quando comparado com os valores padrão cientificamente estudados e comprovados, indica-nos o estado das células na amostra.

Um sistema tradicional de ressonância magnética é composto por uma bobine a funcionar como uma antena, um amplificador de potência (PA), um amplificador de baixo ruído (LNA), um conversor analógico-digital, um conversor digital-analógico, um microcontrolador e uma interface USB para comunicar com um computador. Na Figura 2.20 está representado o diagrama de blocos referente a um sistema de ressonância magnética tradicional.

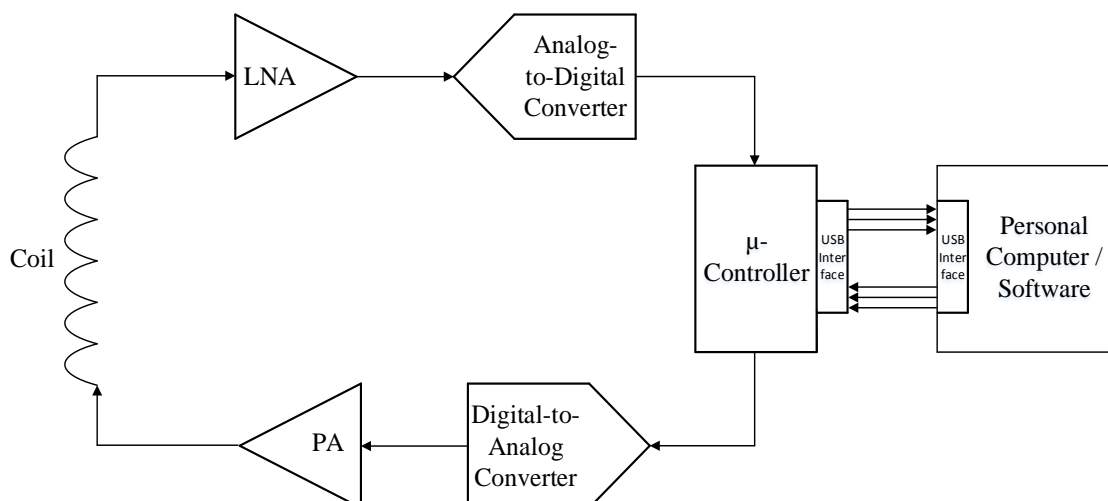


Figura 2.20- Diagrama de blocos de um sistema NMR tradicional

O diagrama de blocos apresentado contém os componentes que qualquer sistema NMR deverá ter, sendo os restantes blocos utilizados pela comunidade científica tendo em conta a finalidade pretendida.

Tradicionalmente um sistema NMR tende a ser algo volumoso e dispendioso. Para o caso da espectroscopia utiliza-se um magneto permanente para a criação de um campo magnético com valores entre os 0,5 e 2T. Na Figura 2.21 encontra-se uma imagem de um aparelho de espectroscopia portátil com as respetivas medidas.



Figura 2.21- Aparelho de espectroscopia portátil com as devidas medidas [adaptado de ("Thermo Scientific™ picoSpin™ NMR 45 Spectrometer,")]

Hoje em dia podemos observar a uma grande quantidade de sistemas com a topologia apresentada no diagrama de blocos da Figura 2.20. Contudo, nem todos os sistemas estão preparados para funcionar com frequências a rondar os 50 MHz, como o pretendido nesta dissertação, devido á velocidade que os conversores analógico-digital e digital-analógico necessitam.

Uma das desvantagens dos aparelhos de espectroscopia, é a falta de flexibilidade que o sistema tem. Uma vez que os aparelhos são dimensionados para uma determinada finalidade, não é possível que no futuro sejam efetuadas alterações no *hardware*. Para tal deve ser usado um sistema que use o potencial do processamento digital para tratar sinais permitindo que o utilizador altere o código sempre que necessitar. Este tipo de sistemas é denominado por *Software Defined Radio* (SDR).

Com alguma pesquisa é possível encontrar-se alguns sistemas que permitam o processamento de sinal digitalmente, mas o que mais se destaca é o *Universal Software Radio Peripheral* (USRP).

No Capítulo 3 é descrito o que é um SDR bem como o porquê de se ter escolhido o USRP como sendo o melhor SDR para este estudo.

Capítulo 3

Plataforma Programável

Sumário:

Neste capítulo é dado a conhecer o sistema utilizado para a concretização dos objetivos propostos, indicando qual o *software* e *hardware* utilizados bem como alguns diagramas de blocos para facilitar a perceção do *hardware*.

3.1 Software-Defined Radio

O SDR é um sistema que permite a comunicação radio sem fios tirando partido do *software* para processamento do sinal, tanto na transmissão como na receção (Dillinger, Madani, & Alonistioti, 2005). Idealmente este processamento é realizado num processador reprogramável como por exemplo um computador ou num sistema embutido e os recursos necessários para a comunicação sem fios seriam implementados por *software* levando o sinal até à antena (Debatty, 2010).

A passagem da complexidade de se projetar no domínio do *hardware* para o domínio do *software* apresenta várias vantagens entre elas, a flexibilidade que estes sistemas permitem, podendo alterar-se o processamento do sinal sempre que necessário, sem que isso leve a novos dimensionamentos de *hardware*; a possibilidade de usar *hardware commercial-off-the-shelf* elimina a necessidade do hardware analógico para uma função específica e permite que o hardware seja reutilizado. Com estas duas vantagens surge uma terceira que é a redução de custos do sistema utilizando uma arquitetura simples (Debatty, 2010).

Contudo, a performance dos SDR é reduzida pelas limitações de *hardware* como por exemplo a taxa de amostragem dos conversores analógico-digitais, que de acordo com o teorema de Nyquist, necessitam que a sua frequência seja de pelo menos o dobro da frequência do sinal a converter e como muitas das aplicações dos sinais radio a sua frequência localiza-se na ordem dos giga-hertz (GHz), muitos dos conversores analógico-digitais disponíveis não conseguem alcançar tais velocidades; as antenas são projetadas para operarem numa específica banda de frequência acabando por limitar a gama de frequência que o SDR pode utilizar; a velocidade dos processadores é também uma desvantagem sendo impossível o processamento de sinais em tempo real com uma frequência na gama dos GHz (Debatty, 2010).

Para ultrapassar estas barreiras, os SDR atuais adotaram um modelo que pode ser observado na Figura 3.1.

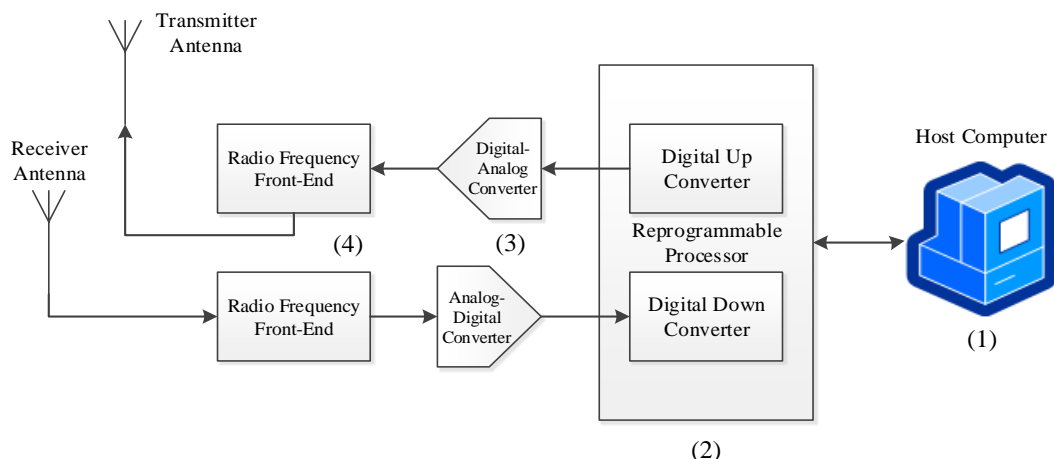


Figura 3.1- Diagrama de blocos de um sistema de rádio definido por software [adaptado de (Hill, 2012)]

Este modelo é composto por duas antenas, uma para transmitir o sinal e outra para receber o sinal. De seguida, como se pode verificar no ponto (4) da Figura 3.1, encontram-se dois blocos com o intuito de fazer a ligação entre as antenas e os respetivos conversores analógico-digitais (ADC) e digitais-analógico (DAC), representados no ponto (3).

Estes conversores comunicam diretamente com o processador reprogramável apresentado no ponto (2). Este processador é composto por uma *field programmable gate array* (FPGA), *digital signal processors* (DSP) ou outro tipo de processadores programáveis. É neste bloco que será realizado todo o processamento digital dos sinais que, poderia sobrecarregar o computador.

Para frequências muito elevadas ou demasiado baixas, este processador está preparado para alterar a frequência do sinal, para uma frequência intermédia (IF) ou para a *baseband*, por si mesmo ou com a ajuda de dois dispositivos dedicados para o efeito, *digital-down-converters* (DDC) ou *digital-up-converters* (DUC).

Representado com o ponto (1) encontra-se o computador que é comandado por um utilizador e comunica com a FPGA programando-a de acordo com os seus objetivos.

3.2 Universal Software Radio Peripheral

O Universal Software Radio Peripheral (USRP) é um *hardware* desenvolvido por Matt Ettus que através da Universidade de Utah conseguiu um financiamento para o projeto da National Science Foundation. Atualmente o aparelho pode ser comprado na Ettus ResearchTM, uma empresa comprada pela National Instruments em 2010, que é hoje em dia o líder mundial no fornecimento de SDR (Norton, 2006).

A melhor forma de descrever o USRP é citando um parágrafo presente num dos documentos publicados pela Ettus de forma a orientar os usuários deste aparelho: (Ettus, 2005)

“The Universal Software Radio Peripheral, or USRP (pronounced "usurp") is designed to allow general purpose computers to function as high bandwidth software radios. In essence, it serves as a digital baseband and IF section of a radio communication system. In addition, it has a well-defined electrical and mechanical interface to RF front-ends (daughterboards) which can translate between that IF or baseband and the RF bands of interest”

O USRP é composto por uma *motherboard* onde se poderá encontrar a FPGA, as interfaces para as diferentes *daughterboards*, os ADC e DAC, bem como outros componentes não menos importantes como é apresentado na Figura 3.2.

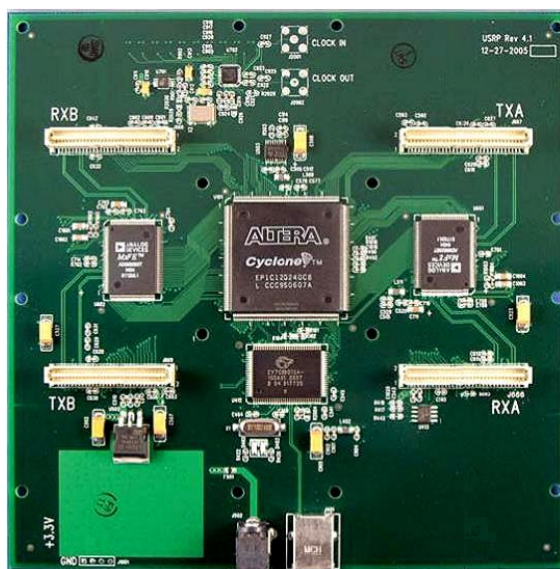


Figura 3.2 – *Motherboard* do USRP sem as *daughterboards*

Dependendo do modelo escolhido é possível acoplar diversas *daughterboards* individuais. As interfaces, reservadas para a transmissão e emissão de dados, estão identificadas e portanto apenas as *daughterboards* associadas a transmissão ou receção poderão ser colocadas nesse local.

Na Tabela 3.1 encontra-se uma lista de alguns dos modelos disponíveis pela Ettus Research™ com as principais características referentes a cada modelo. Através do seu *site* é possível encomendar várias *daughterboards*, antenas, cabos e alguns acessórios, consoante a necessidade de cada utilizador.

Tabela 3.1- Características dos diferentes modelos disponíveis na Ettus Research™ [adaptado de (Ettus Research)]

USRP Model	Interface	Daughterboard Slots	ADC Resolution (bits) / Rate (MSPS)	DAC Resolution (bits) / Rate (MSPS)	BW Capability (MSPS w/ 16-bit)
N210	Gigabit Ethernet	2	14 / 100	16 / 400	25
B100	USB 2.0	1	12 / 64	14 / 128	8
USRP1	USB 2.0	2	12 / 64	14 / 128	8
E110	Embedded	1	12 / 64	14 / 128	4

Como se pode verificar pela Tabela 3.1, os modelos dos USRP contêm uma letra antes dos números indicando a que série pertence.

Na série *Bus* todos os seus modelos comunicam com o PC através duma interface USB 2. Este equipamento é utilizado em aplicações em que a largura de banda do sinal não seja superior a 8MHz. Estes modelos são compostos por um ADC duplo de 12 bit com uma frequência de 64 MHz e um DAC duplo de 14 bit com uma frequência de 128 MHz.

A série *Network* é composta por modelos de alta performance que fornecem uma maior largura de banda que a série *Bus*. Para comunicarem com o PC fazem-se valer duma interface *Gigabit Ethernet*, obtendo assim uma maior velocidade de transmissão de dados. Para aumentar o alcance dinâmico, tira partido de um ADC duplo de 14-bit com uma frequência desde os 100 MHz e um DAC duplo de 16-bit com uma frequência de 400 MHz. Para uma melhor comunicação entre dois aparelhos, existe ainda uma expansão MIMO de forma a sincronizar os dois aparelhos desta série.

A última série é a *Embedded* que contém um processador OMAP 3 dando mais liberdade ao aparelho uma vez que não necessita de se comunicar com um PC. Estão equipados com um processador ARM Cortex-A8 e TI C64x+ DSP com uma frequência de 720 MHz, uma memória RAM de 512 MB, um cartão microSD de 4GB, um ADC de 12 bit a uma frequência de até 64MHz e um DAC de 14 bit com uma frequência até 128 MHz.

Todas estas séries podem ser equipadas com qualquer *daughterboard* de acordo com o pretendido. Na Tabela 3.2 encontra-se uma lista das placas disponíveis, apresentando a gama de frequência operacional (Ettus Research).

Tabela 3.2- *Daughterboards* disponíveis no Ettus Research™ (“Ettus Research - Daughterboards,”)

Modelo	Funcionalidade	Frequência (MHz)
BasicRX	Recetor	1 - 250
BasicTX	Transmissor	1 - 250
LFRX	Recetor	0 - 30
LFTX	Transmissor	0 - 30
TVRX2	Recetor	50 - 850
DBSRX2	Recetor	800 - 2300
WBX	Transcetor	50 - 2200
SBX	Transcetor	400 - 4400
XCVR2450	Transcetor	2400 - 2500 4900 - 5900
RFX900	Transcetor	750 - 1050
RFX1800	Transcetor	1500 - 2100
RFX2400	Transcetor	2300 - 2900
CBX	Transcetor	1200 - 6000

Estes modelos estão divididos em três grupos:

- Transmissor: usados para a transmissão modulando o sinal para uma frequência superior;
- Recetor: usados para a receção de um sinal radiofrequência (RF) modulando-o para a frequência de *baseband*;
- Transcetor: módulo usado para a transmissão e receção de um sinal que combina as funcionalidades do Transmissor e do Recetor.

Nesta dissertação os modelos usados foram o BasicTX e o BasicRX como emissor e recetor, respetivamente. O USRP comunica com o PC através da interface Ethernet sendo possível realizar-se o processamento do sinal recebido.

O modelo usado foi o N210 que permite uma ligação rápida com o PC. Os ADC e DAC atingem as velocidades necessárias para o objetivo proposto nesta dissertação, sem a necessidade de usar-se a decimação ou a interpolação do sinal.

O USRP é composto por 2 conversores analógico-digitais de 14 bits com uma frequência de 100 MS/sec e ainda 2 conversores digital-analógicos de 16 bits com uma frequência de 400 MS/sec. Ligado a estes componentes encontra-se a FPGA, uma Spartan 3A-DSP 3400 que está ligada a uma interface *Ethernet*, fazendo a ligação com o PC. Na Figura 3.3 apresenta-se uma imagem da *motherboard* do modelo usado. O diagrama de blocos da *motherboard* pode ser observado na Figura 3.4.

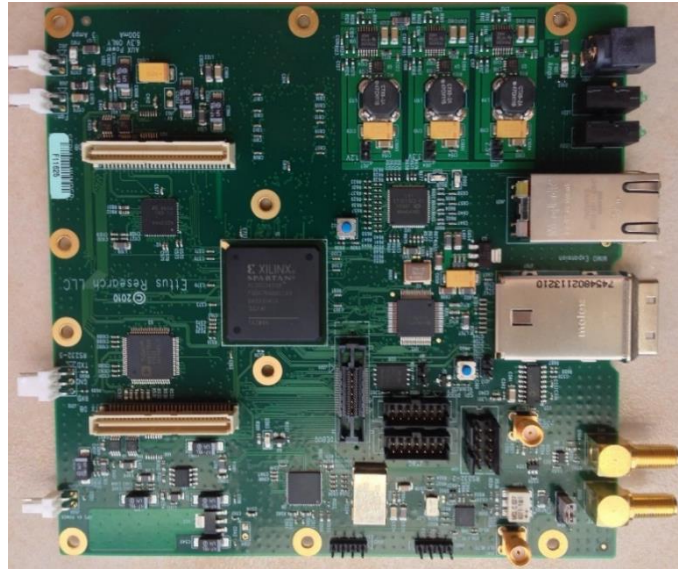


Figura 3.3- Motherboard do USRP usado na dissertação

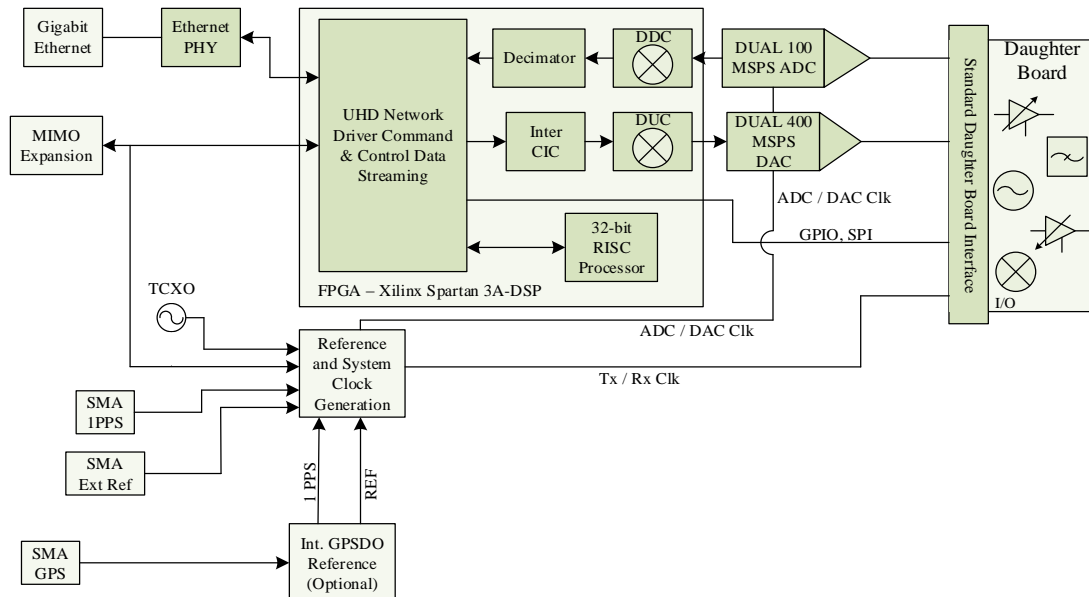


Figura 3.4- Diagrama de blocos do USRP [Fonte: (“USRP N200/N210 Networked Series,”)]

3.2.1 FPGA

A FPGA é o componente mais importante num sistema USRP e é fundamental perceber o seu funcionamento. Na Figura 3.5 encontra-se uma imagem da FPGA do USRP N210 usado nesta dissertação.



Figura 3.5- FPGA do USRP N210

A configuração da FPGA inclui um *digital-down-converters* (DDC) que são implementados com *cascaded integrator-comb filters* (CIC) de quatro níveis.

Digital Down Converters

O DDC é usado na recepção do sinal e contém duas entradas, I e Q, podendo o ADC estar encaminhado para qualquer uma das duas entradas permitindo a seleção de múltiplas entradas na mesma taxa de amostragem do ADC (Hamza, 2008). Na Figura 3.6 é apresentado o diagrama de blocos de um DDC usado no USRP.

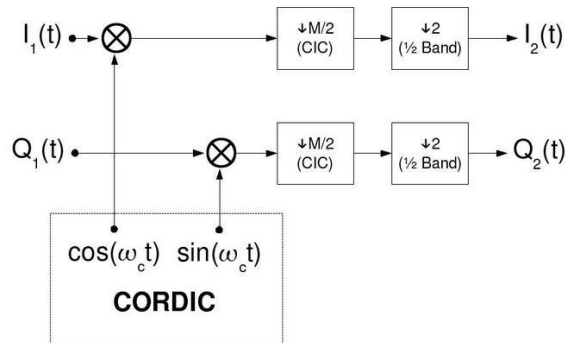


Figura 3.6- Diagrama de Blocos do DDC [Fonte: (Hamza, 2008)]

O que o DDC faz é converter para baixo o sinal da frequência intermediária para a banda base e de seguida divide o sinal em partes para que o PC consiga fazer o processamento de dados. O sinal de entrada é multiplicado por um sinal exponencial de frequência constante para que esteja centrado em 0 sendo de seguida dividido por um fator N (Hamza, 2008).

O decimador pode ser visto como um filtro passa baixo, que limita a largura de banda para $[-F_s/N, F_s/N]$, seguido de um *down sampler* que espalha o espectro para a mesma largura de banda (Hamza, 2008).

Digital Up Converters

O DUC, na transmissão, não se encontra na FPGA mas sim num componente denominado AD9862. No lado da transmissão o único componente que se encontra na FPGA são os interpoladores CIC, que são ligados ao AD9862. O objetivo dos DUC é semelhante aos DDC mas neste caso é interpolar o sinal para a frequência intermédia enviando o sinal complexo I/Q pelo DAC. Na Figura 3.7 encontra-se o diagrama de blocos do DUC (Hamza, 2008).

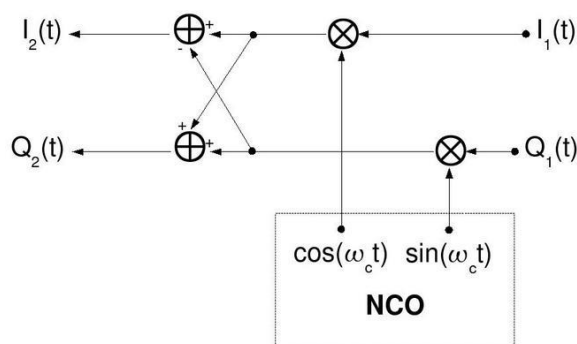


Figura 3.7- Diagrama de Blocos do DUC [Fonte: (Hamza, 2008)]

3.2.2 ADC

Como já foi mencionado, no USRP existe um ADC de 14 bits com uma taxa de amostragem de 100 MS/sec, o que pelo teorema de Nyquist traduz-se numa frequência de 50 MHz. O alcance destes ADC é de 2 V pico a pico e uma impedância de entrada de 50 Ω . Antes do ADC existe um amplificador de ganho programável (PGA) podendo fornecer até 20 dB para, caso o sinal de entrada seja demasiado fraco, amplificar o sinal de entrada de modo a utilizar o alcance total do ADC. Quando o ganho é programado para 0 dB, o ADC utiliza os 2V pico a pico caso seja programado para utilizar um ganho de 20 dB, o ADC utiliza apenas 0,2 V pico a pico (Hamza, 2008).

3.2.3 DAC

No modo transmissão o USRP tem disponível 4 DAC de 16 bit a 400 MS/sec, ou seja, converte sinais até 200 MHz. O DAC pode fornecer 1 V a uma carga com 50 Ω diferencial. Depois do DAC existe um PGA podendo-se obter um ganho de 20 dB (Hamza, 2008). Na Figura 3.8 é possível observar-se o DAC na *motherboard*.



Figura 3.8- Conversor digital-analógico (DAC)

3.2.4 Daughterboards

Na *motherboard* existem duas ranhuras onde se pode colocar uma placa transmissora e uma placa recetora. Cada ranhura está ligada aos respetivos conversores analógico-digital e digital-analógico. Como é possível observar pela Figura 3.9 e Figura 3.10, a *motherboard* indica em que ranhura deve ser colocada a *daughterboard*.



Figura 3.9- Daughterboard de transmissão

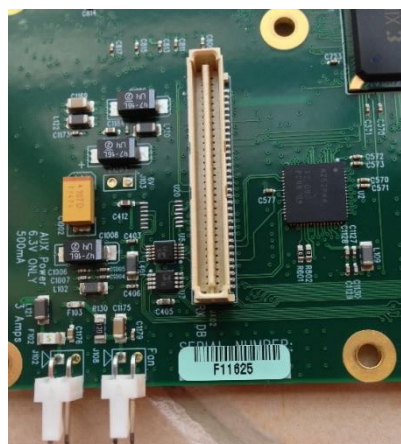


Figura 3.10- Daughterboard de receção

Todas as *daughterboards* têm um I2C EEPROM que serve como identificador da placa, indicando ao sistema que de placa está acoplada, o que permite ao *software* que prepare automaticamente as configurações necessárias dependendo da placa inserida. As *daughterboards* utilizadas nesta dissertação foram a BasicTX, transmissora, e a BasicRX como recetora. Cada uma tem 2 conectores SMA que são usados como entrada ou saída do sinal sem afetá-lo. Ambas as placas

BasicTX e BasicRX contêm *Logic Analyzer Connecters* que podem ser usados para ajudar no *debugging* da FPGA fornecendo acesso a sinais internos da mesma (Hamza, 2008).

Como já foi referido, a grande vantagem destes sistemas é a sua flexibilidade que faz com que o utilizador tenha em atenção apenas com a configuração que pretende, escolhendo o modelo e as *daughterboards* de acordo com a aplicação que pretende dar ao aparelho. O que torna essa flexibilidade tão eficaz é o *software* utilizado na configuração do USRP que é totalmente transparente com o *hardware* utilizado.

3.3 Gnu Radio

O Gnu Radio, *software* de desenvolvimento *open source*, é um conjunto de bibliotecas de processamento de sinais que serve de interface entre o PC e *hardware* de radio frequência. Os sinais são criados no PC e enviados para o USRP, através de procedimentos, que configuram os atributos do bloco indicado pelo utilizador, como por exemplo o ganho no envio do sinal ou a frequência a que a *daughterboard* deve estar sintonizada (“What Is GnuRadio,”).

A arquitetura presente é composta por módulos e algoritmos de baixo nível. Cada módulo ou algoritmo é estruturado em C++ fornecendo funções de processamento de sinais, como filtros, transformadas rápidas de Fourier, entre outras, sendo geradas em python através duma interface SWIG (*Simplified Wrapper and Interface Generator*). Estes blocos são usados na implementação do fluxograma através do python (“Tutorials- Write Python Applications,”).

O Gnu Radio consiste em quatro elementos básicos. Estes elementos são a *source*, *sink*, *flow-graph* e um *scheduler* (Li et al., 2006).

O primeiro é responsável pela entrada dos dados e é o início do fluxograma. O *sink* é o último bloco do fluxograma e é responsável por apresentar os dados através de um gráfico ou guardando os dados num ficheiro. Entre o *source* e o *sink* podem-se encontrar vários blocos constituindo o *flow-graph*. Estes blocos serão responsáveis pela modulação/demodulação e tratamento do sinal. O *scheduler* será como uma ligação entre os blocos existentes no *flow-graph* garantindo uma comunicação entre eles (Li et al., 2006).

Uma vez que é um *software open source* é possível que sejam feitas alterações no código fonte C++ podendo ser transportado para plataformas embutidas (Debatty, 2010). Uma das vertentes mais utilizadas para quem está a introduzir-se no Gnu Radio é o Gnu Radio Companion.

3.3.1 Gnu Radio Companion

O Gnu Radio Companion (GRC) permite o acesso as bibliotecas do Gnu Radio através de uma interface gráfica com blocos e ligações permitindo verificar o sinal com sondas ou através de um analisador espectral (“GNURadio Companion,”). Na Figura 3.11 é possível verificar o ambiente de trabalho do GRC utilizando como exemplo uma fonte de sinal ligada a um analisador espectral.

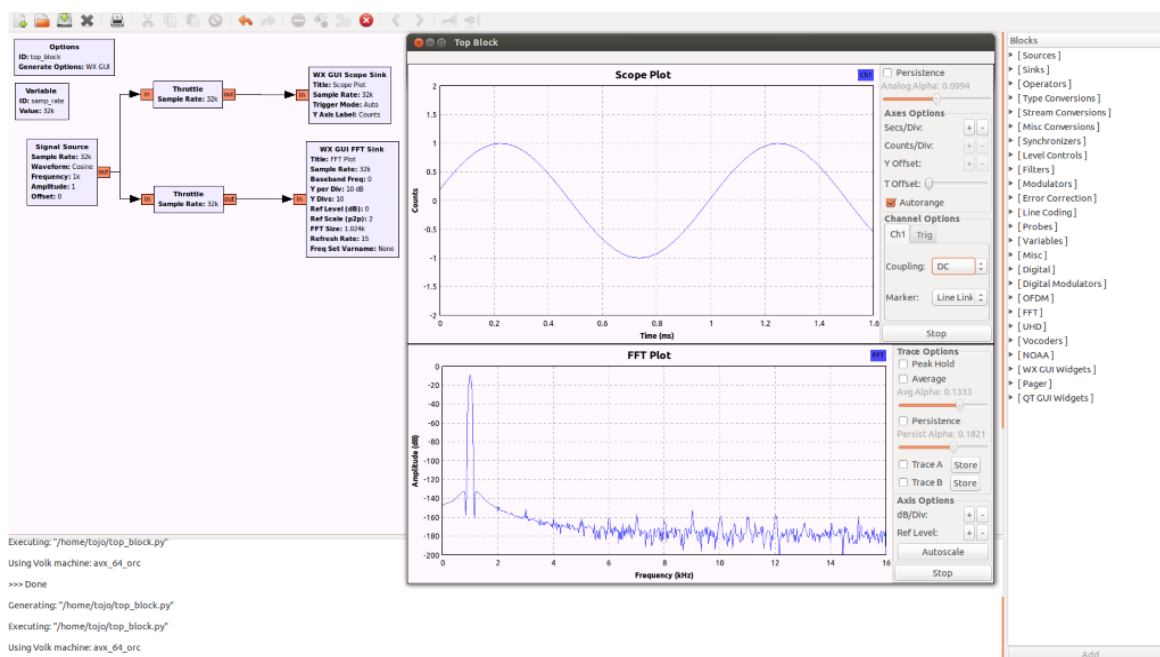


Figura 3.11- Ambiente de trabalho no Gnu Radio Companion

Como é possível observar pela Figura 3.11, o Gnu Radio Companion é uma forma de programar muito simples. Com alguns blocos é possível simular uma onda sinusoidal, e um visualizador do sinal num osciloscópio e num analisador espectral.

Os diagramas de blocos que são meras simulações, sem nenhum output físico como por exemplo áudio ou um USRP, poderão consumir totalmente a CPU do computador fazendo com que a interface gráfica do utilizador congele e não se consiga fazer as alterações que se pretende. Para tal é necessário acrescentar um bloco denominado de *Throttle* que permite controlar a quantidade de bits que passam para o bloco seguinte diminuindo o consumo da CPU.

Do lado direito do ambiente de trabalho encontra-se uma lista de blocos disponíveis, do lado esquerdo encontram-se os blocos selecionados e posicionados como pretende-se. Ao compilar o esquema criado pelo utilizador, é verificado se existe algum erro ou aviso, sendo apresentado na caixa de texto na parte inferior.

Para uma melhor percepção do tipo de sinal que estamos a gerar ou processar, os blocos contêm uns quadrados que servem como conectores entre os blocos e apresentam uma cor que determina o tipo de sinal que estão à espera. Na Tabela 3.3 está apresentada a correspondência da cor com o tipo de sinal.

Tabela 3.3- Código de cores usado no Gnu Radio para identificar o tipo de sinal usado

Código de cores
Complex Float 64
Complex Float 32
Complex Integer 64
Complex Integer 32
Complex Integer 16
Complex Integer 8
Float 64
Float 32
Integer 64
Integer 32
Integer 16
Integer 8

3.3.2 Python

O Python é uma linguagem de programação de alto nível interpretada e orientada a objetos (“FrontPage - Python Wiki,”) que atualmente é desenvolvida através de um modelo comunitário, aberto e gerido pela organização Python Software Foundation. Criada em 1989 por um programador de computadores holandês com o objetivo de criar uma linguagem aberta, para que qualquer pessoa possa dar o seu contributo, que fosse intuitiva para os programadores aumentando a sua produtividade de forma a diminuir o tempo de desenvolvimento (“Executive Summary: The Python Software Foundation,”).

Na Figura 3.12 é apresentado um excerto do código em Python do mesmo exemplo que em cima usando a conversão do próprio GRC.



```
top_block.py x
#####
# Gnuradio Python Flow Graph
# Title: Top Block
# Generated: Sun Sep 15 11:57:27 2013
#####

from gnuradio import eng_notation
from gnuradio import gr
from gnuradio import window
from gnuradio.eng_option import eng_option
from gnuradio.gr import firdes
from gnuradio.wxgui import fftsink2
from gnuradio.wxgui import scopesink2
from grc_gnuradio import wxgui as grc_wxgui
from optparse import OptionParser
import wx

class top_block(grc_wxgui.top_block_gui):

    def __init__(self):
        grc_wxgui.top_block_gui.__init__(self, title="Top Block")
        _icon_path = "/usr/share/icons/hicolor/32x32/apps/gnuradio-grc.png"
        self.SetIcon(wx.Icon(_icon_path, wx.BITMAP_TYPE_ANY))

        #####
        # Variables
        #####
        self.samp_rate = samp_rate = 32000

        #####
        # Blocks
        #####
        self.wxgui_scopesink2_0 = scopesink2.scope_sink_f(
            self.GetWin(),
            title="Scope Plot",
            sample_rate=samp_rate,
            v_scale=0,
            v_offset=0,
            t_scale=0,
            ac_couple=False,
            xy_mode=False,
            num_inputs=1,
            trig_mode=gr.TRIG_MODE_AUTO,
            y_axis_label="Counts",
        )
        self.Add(self.wxgui_scopesink2_0.win)
        self.wxgui_fftsink2_0 = fftsink2.fft_sink_f(
            self.GetWin(),
            baseband_freq=0,
            y_per_div=10,
            y_divs=10,
            ref_level=0,
            ref_scale=2.0,
```

Figura 3.12- Ambiente de trabalho utilizando o Python

Como se pode verificar pela Figura 3.12, o programa começa por importar as bibliotecas que se irá usar, define-se as variáveis, adiciona-se os blocos e define-se os parâmetros de cada bloco.

Inicialmente o USRP foi desenhado para suportar o Gnu Radio, *software* especialmente desenvolvido para o processamento digital de sinais. Atualmente pode ser utilizado com outros ambientes de trabalho como é o caso do Matlab®.

3.4 Matlab®

O Matlab® é uma ferramenta que utiliza uma linguagem de alto nível para a computação numérica. Esta permite a manipulação de matrizes, apresentação de gráficos de funções ou dados, implementação de algoritmos e criação de interfaces. Com o intuito inicial de fornecer aos alunos bibliotecas numéricas sem que estes tivessem que aprender a programar em Fortran, Clever Moler, começou por desenvolver o Matlab® nos anos 70. Em 1984, com a participação de Jack Little,

Capítulo 4

Prototipagem e Avaliação Experimental

Sumário:

São apresentados os sinais de teste para verificar o funcionamento do USRP, bem como as características do sinal transmitido. É gerado um sinal semelhante ao sinal real recebido fazendo o processamento do mesmo

4.1 Plataforma Proposta

A plataforma proposta para nesta dissertação teve como base o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.1. Como este não apresenta nenhum amplificador à entrada nem à saída das respectivas *daughterboards* foi implementada uma *Printed Circuit Board* (PCB) com um *Power Amplifier* (PA), um *Low-Noise Amplifier* (LNA) e um *Switch* como é apresentado na Figura 4.1.

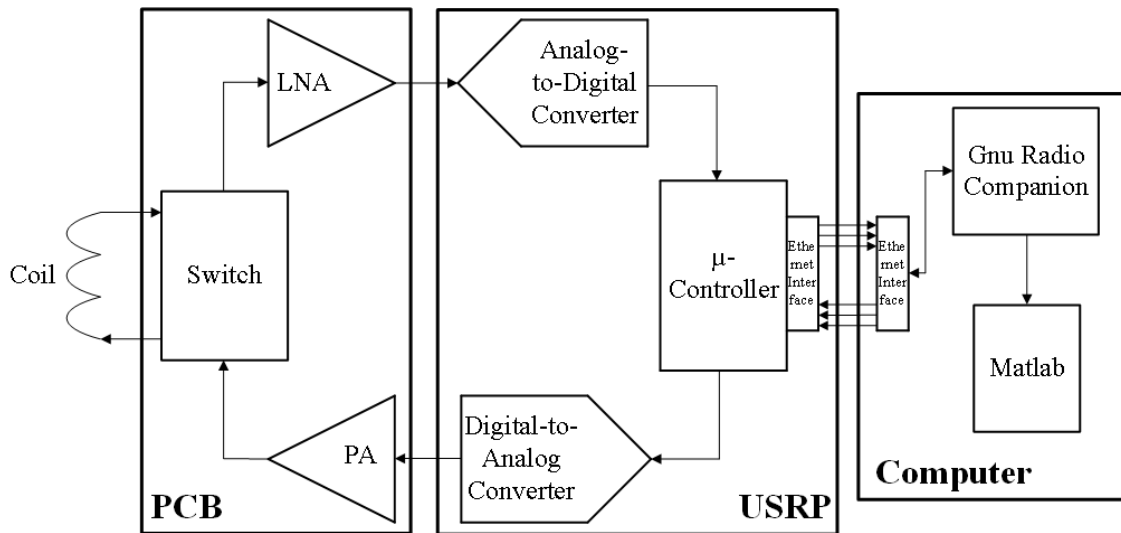


Figura 4.1- Diagrama de blocos proposto

O PA, colocado após o DAC, tem o objetivo de amplificar o sinal gerado pelo próprio USRP que por norma tem uma amplitude baixa. Através do *datasheet* foi criado o esquemático apresentado na Figura 4.2 e, fazendo uma análise ao esquemático do mesmo, chega-se à expressão do ganho do amplificador apresentado na Equação 4.1.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \text{Equação 4.1}$$

Como é possível observar no esquemático da Figura 4.2, o valor das resistências que afetam o ganho são iguais, $R_F = 402 \, \Omega$ e $R_G = 402 \, \Omega$, obtendo-se assim um ganho de 2.

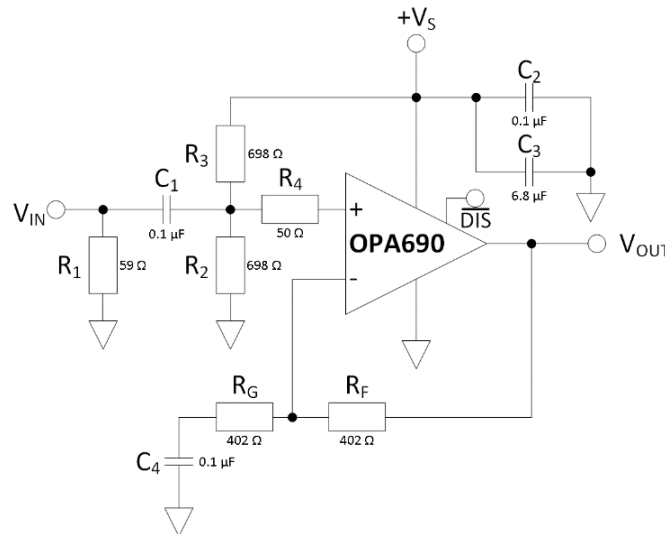


Figura 4.2- Esquemático do PA

O LNA, colocado antes do ADC, tem o objetivo de amplificar o sinal obtido através da bobine. Como o sinal provém de células biológicas, deverá ter uma amplitude bastante pequena com algum ruído e portanto utilizou-se um LNA para que a análise do sinal pretendido contenha o mínimo ruído possível. Através do *datasheet* do próprio componente foi criado o esquemático apresentado na Figura 4.3. Fazendo uma análise ao esquemático chega-se à expressão do ganho do amplificador apresentado na Equação 4..

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \text{Equação 4.2}$$

Como é possível observar no esquemático da Figura 4.3, o valor das resistências que alteram o ganho são para $R_F = 750 \, \Omega$ e $R_G = 82.5 \, \Omega$ obtendo assim um ganho de aproximadamente 10.

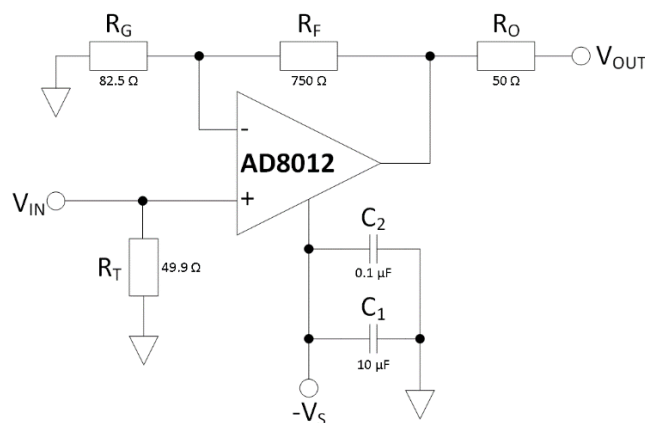


Figura 4.3- Esquemático do LNA

as amplitudes de ambos os sinais, 199.21 mV e 328.89 mV, verifica-se que existe um ganho de aproximadamente 1,65 vezes o sinal de entrada, o que apesar de não ser o ganho esperado, traduz-se no aumento de potência do sinal como era de esperar.

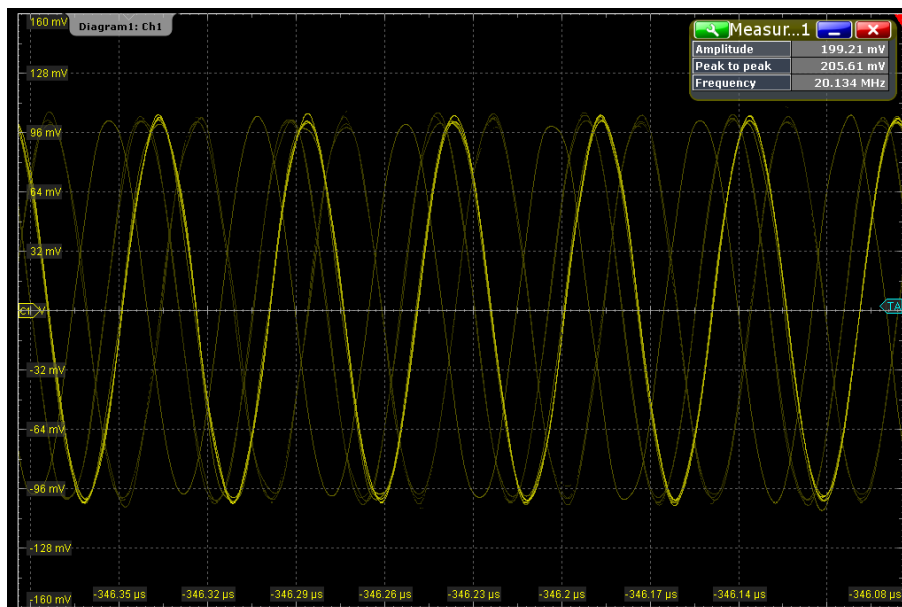


Figura 4.7- Onda sinusoidal a entrada do PA proveniente do USRP

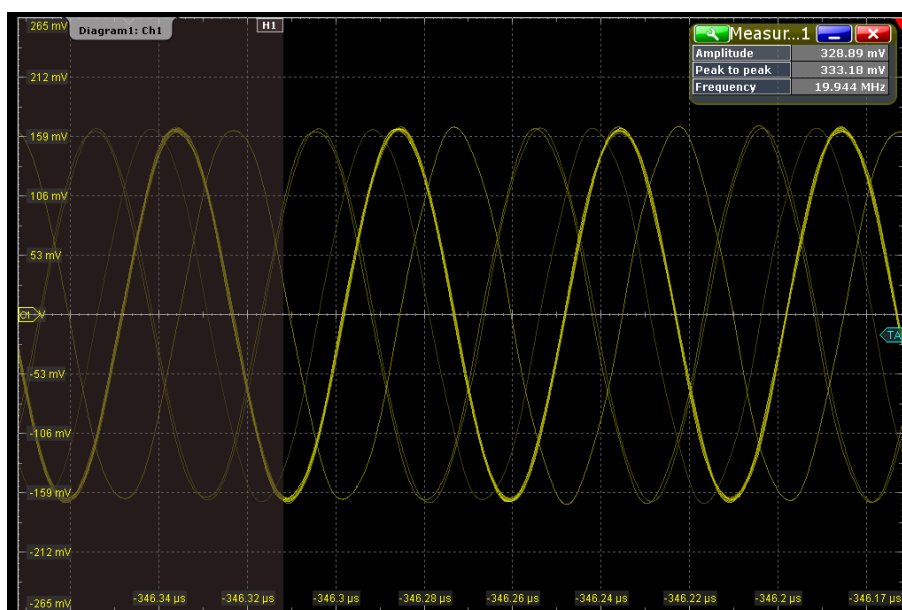


Figura 4.8- Sinal obtido a saída do PA

Na Figura 4.9 é possível verificar a onda sinusoidal à entrada do LNA proveniente de um gerador de sinais com uma frequência de 1MHz e uma amplitude de aproximadamente 19 mV. Como se trata de um LNA, foi necessário diminuir a tensão de entrada de forma a conseguir-se amplificar o sinal sem que o LNA entrasse no modo de saturação. Na Figura 4.10 é apresentado o sinal obtido à saída

do LNA. Quando comparadas as amplitudes de ambos os sinais verifica-se que existe um ganho de aproximadamente 18 vezes o sinal de entrada, o que, apesar de ser um valor muito superior ao esperado, representa um sinal de fácil detecção através do USRP como é possível verificar na Figura 4.11

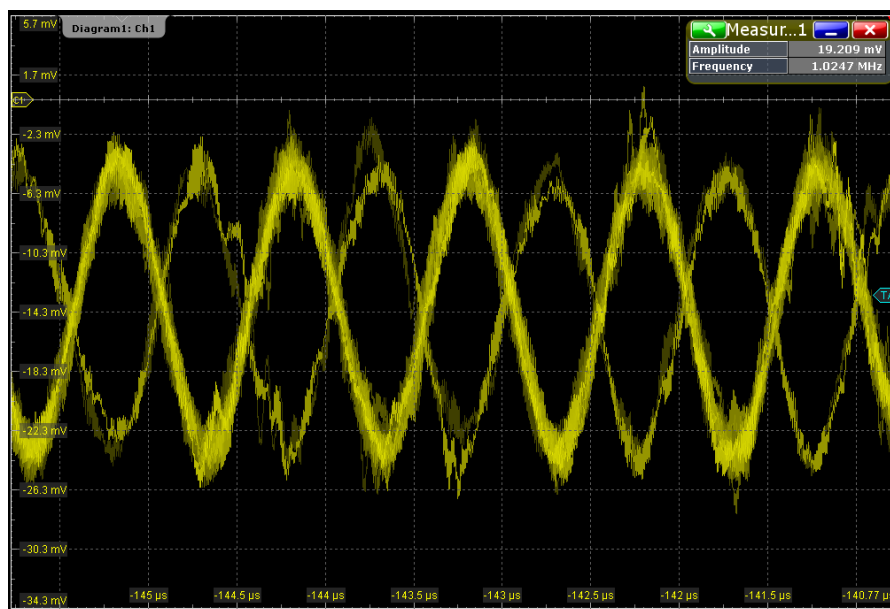


Figura 4.9- Onda sinusoidal a entrada do LNA proveniente de um gerador de sinais



Figura 4.10- Sinal obtido a saída do LNA

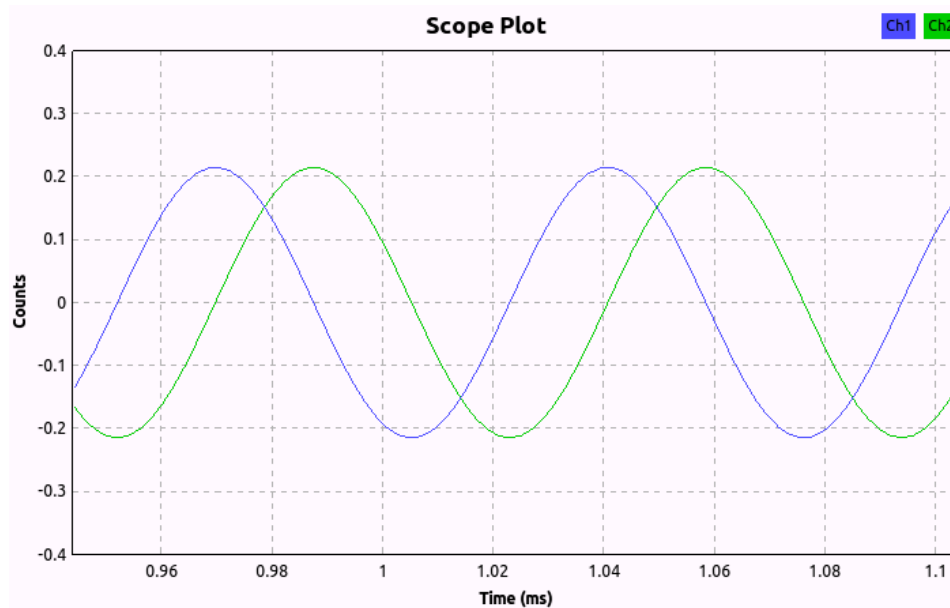


Figura 4.11- Sinal obtido no USRP a saída do LNA

O ambiente de trabalho utilizado para a obtenção destes e dos restantes sinais está apresentado na Figura 4.12, à esquerda o portátil, ao meio o USRP e à direita o PCB. Na Figura 4.13 é apresentada uma imagem onde é possível fazer-se uma comparação do tamanho entre o PCB e o USRP.

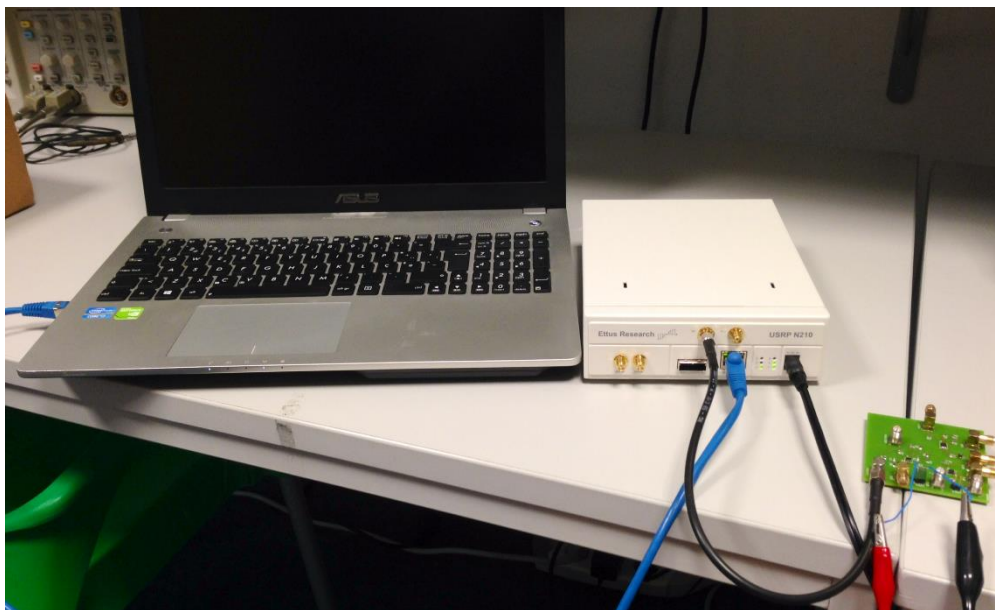


Figura 4.12- Ambiente de trabalho utilizado para a obtenção dos sinais

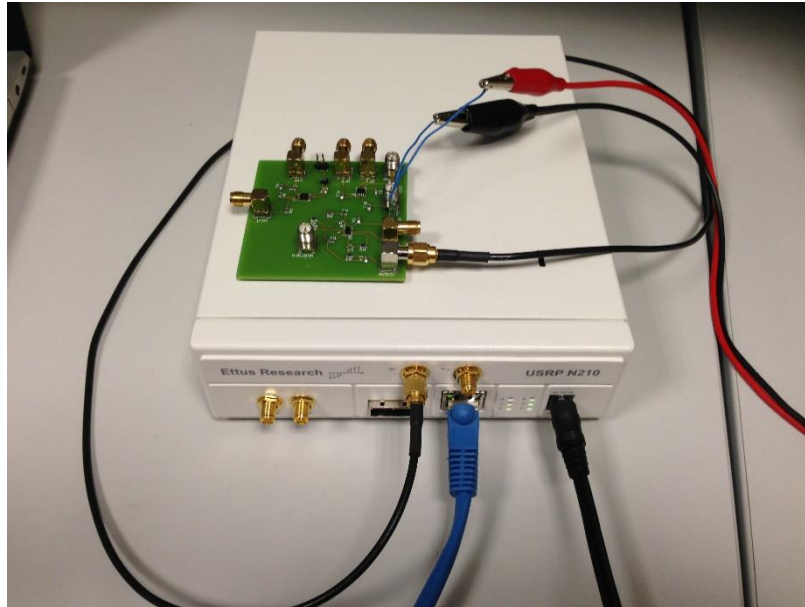


Figura 4.13- Comparação do USRP como PCB

4.2 Avaliação Experimentais

Os resultados apresentados foram realizados através do Gnu Radio Companion e do Matlab®. Como já foi mencionado, o GRC foi usado na comunicação entre o PC e o USRP e na geração de todos os sinais de teste e simulação.

4.2.1 Gnu Radio Companion

Através do Gnu Radio Companion foram criados alguns diagramas de blocos bastante simples, que permitissem a alteração da frequência e do ganho, simulando os sinais que se pretende tanto na emissão como na recepção. Para verificar a recepção do sinal no USRP, foi gerado um sinal através de um gerador de sinais com uma frequência de 1 MHz e uma amplitude de 1 V. Na Figura 4.14 é apresentada a onda gerada com a ajuda de um osciloscópio.

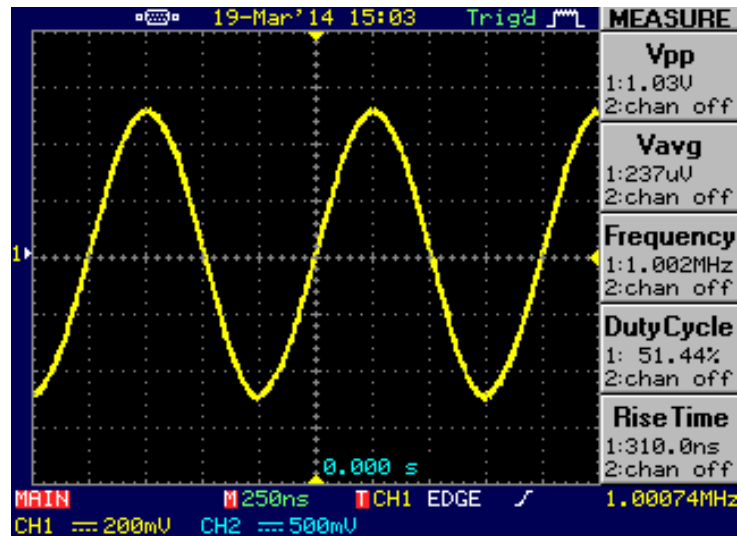


Figura 4.14- Sinal gerado no gerador de sinais no osciloscópio

Através do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.15 consegue-se visualizar o sinal recebido pelo USRP apresentado na Figura 4.16.

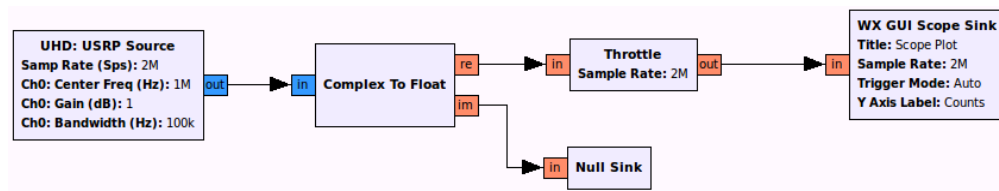


Figura 4.15- Diagrama de Blocos usado na recepção de uma onda sinusoidal

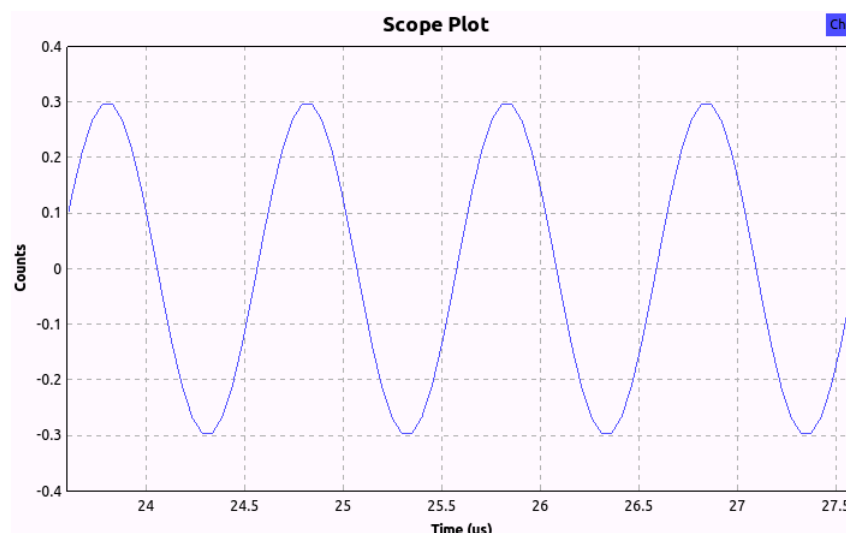


Figura 4.16- Sinal recebido do gerador de sinais no USRP

Quando comparados sinais da Figura 4.14 e da Figura 4.16, verifica-se que o sinal recebido tem as características esperadas, mostrando que é possível realizar a recepção de um sinal através do USRP.

Para validar a emissão de um sinal proveniente do USRP foi criado um diagrama de blocos, apresentado na Figura 4.17. Na Figura 4.18 o sinal gerado no GRC.

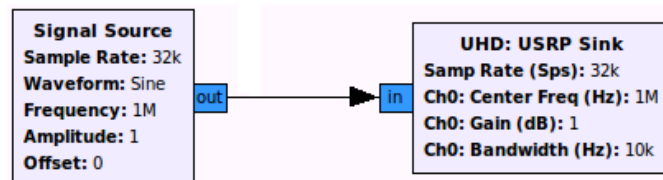


Figura 4.17- Diagrama de Blocos usado na emissão de uma onda sinusoidal

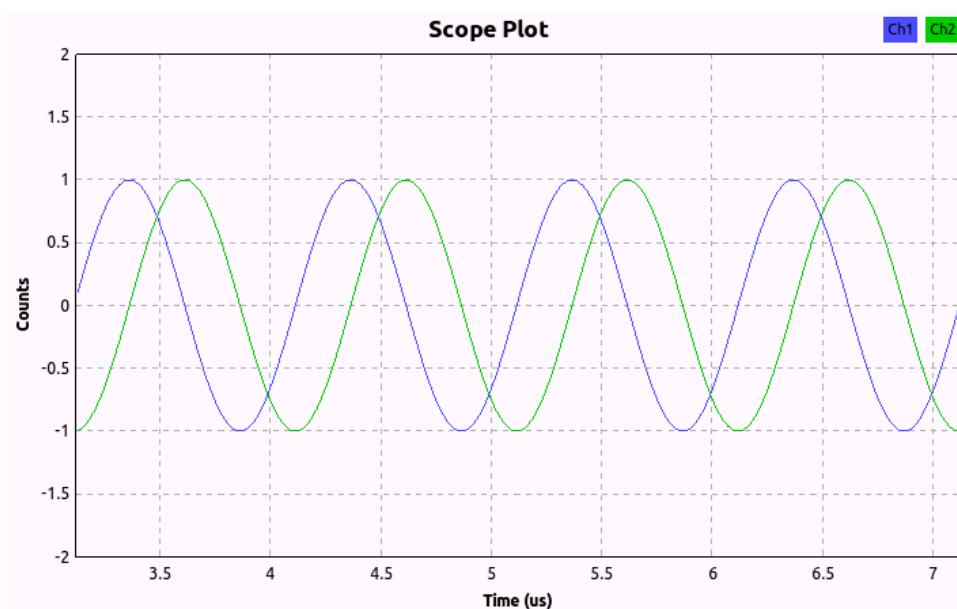


Figura 4.18- Observação no Gnu Radio do sinal emitido

Como é possível observar na Figura 4.17, foi gerada uma onda sinusoidal, do tipo cosseno, com uma frequência de 1 MHz, uma amplitude de 1 unidade e um *offset* nulo. A taxa de amostragem, *sample rate*, determina a quantidade de bits gerados num segundo. Quando comparadas a Figura 4.18 e Figura 4.19 é possível verificar que a onda gerada no USRP contém as mesmas características quando visualizada num osciloscópio, validando assim a emissão de um sinal proveniente do USRP.

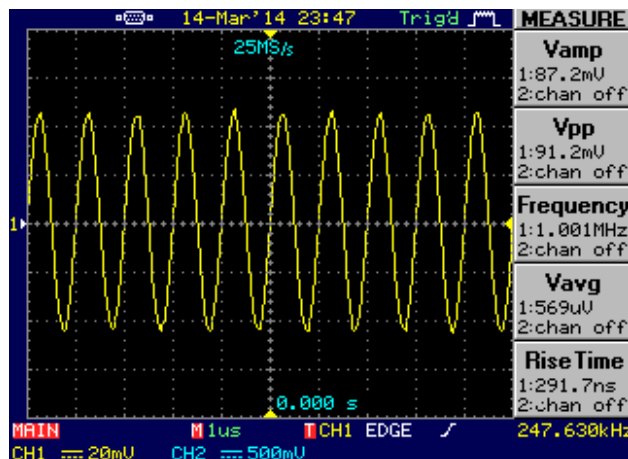


Figura 4.19- Visualização da onda sinusoidal gerada pelo USRP no osciloscópio

Com isto verifica-se que é possível realizar-se a emissão e recepção de sinais através do USRP com a ajuda de um PA e um LNA. Após a aprovação dos testes, desenvolveu-se um diagrama de blocos com o objetivo de enviar pulsos sinusoidais. Para tal começou-se por criar uma onda quadrada simulando os pulsos pretendidos. Através da Figura 4.20 é possível verificar o diagrama de blocos construído e na Figura 4.21 o respetivo sinal.

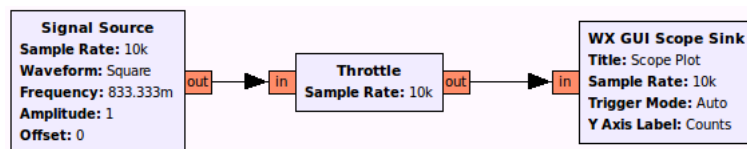


Figura 4.20- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda quadrada

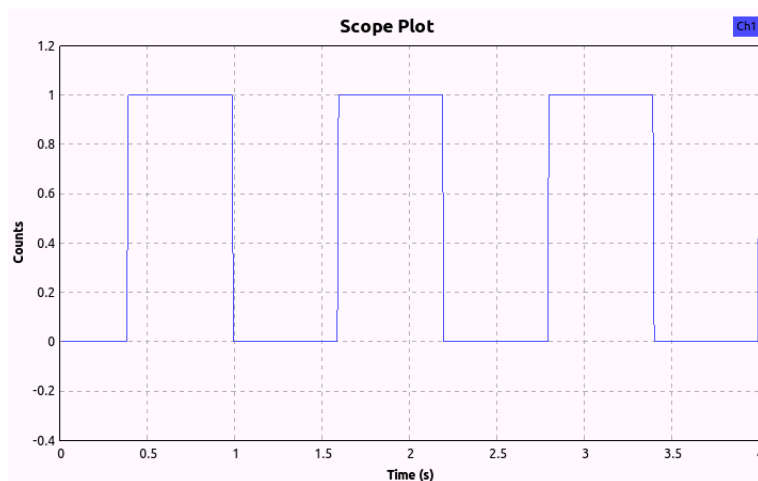


Figura 4.21- Onda quadrada

A frequência escolhida para a onda quadrada foi determinada pelo período pretendido que a onda tivesse, sendo os 1200 ms.

Como os pulsos deverão apresentar um *duty cycle*, é necessária a utilização de alguns blocos extra. Para que a onda quadrada apresentasse o *duty cycle*, foi usada uma segunda onda quadrada com a mesma frequência que a primeira mas com um atraso. A multiplicação das duas ondas dá origem a uma onda quadrada com o *duty cycle* pretendido. Na Figura 4.22 é apresentado o diagrama de blocos e na Figura 4.23 o respetivo sinal.

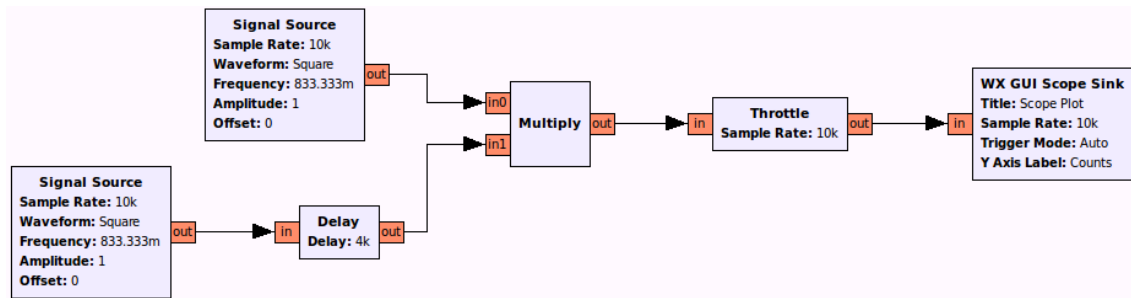


Figura 4.22- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda quadrada com Duty Cycle

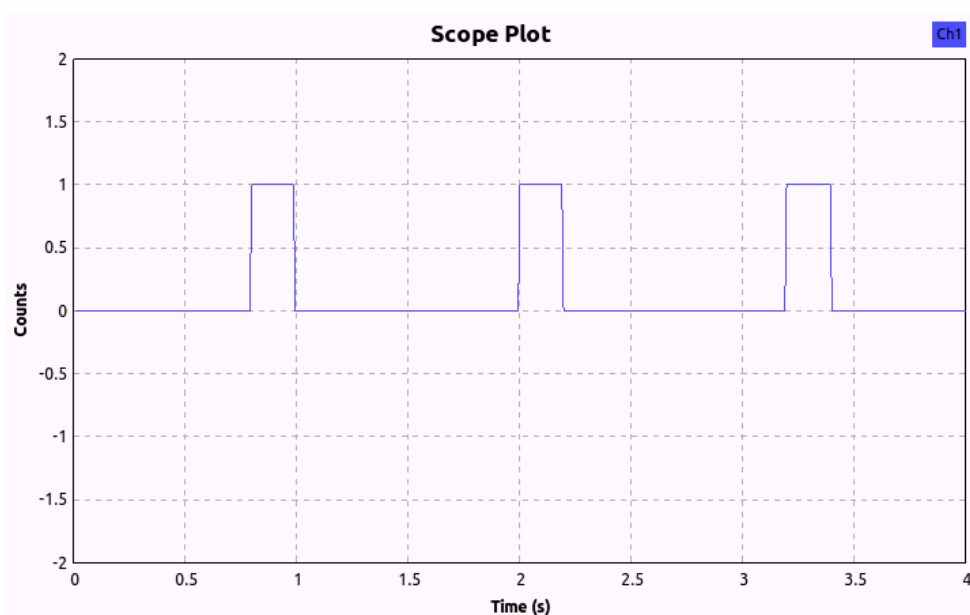


Figura 4.23- Onda quadrada com Duty Cycle

O bloco *variable delay* é um bloco que determina o atraso da onda quadrada. O valor a colocar neste bloco requer um simples cálculo auxiliar. A taxa de amostragem do diagrama de blocos é de 500 M/s, o que nos indica que cada bit é gerado a cada 2 ns. Sendo o período da onda quadrada de 1200 ms e que metade desse tempo a onda encontra-se no pico mais alto e a outra metade desse tempo no pico mais baixo, como o resultado final pretendido deve apresentar uma onda quadrada que se encontre no pico mais alto durante 0,2 s, isto representa um atraso de 0,4 s. Para determinar o valor a colocar no bloco que introduz o atraso na onda, basta que se divida o valor do atraso

pretendido a dividir pelo período de amostragem do diagrama de blocos, sendo neste caso 200×10^6 .

O passo seguinte é a criação de uma onda sinusoidal com a frequência pretendida, dando origem ao diagrama de blocos apresentado na Figura 4.24 e o sinal apresentado na Figura 4.25.

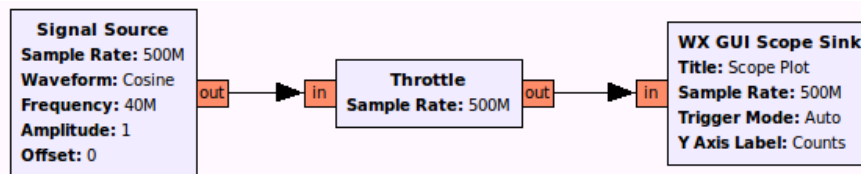


Figura 4.24- Diagrama de Blocos da simulação de uma onda sinusoidal

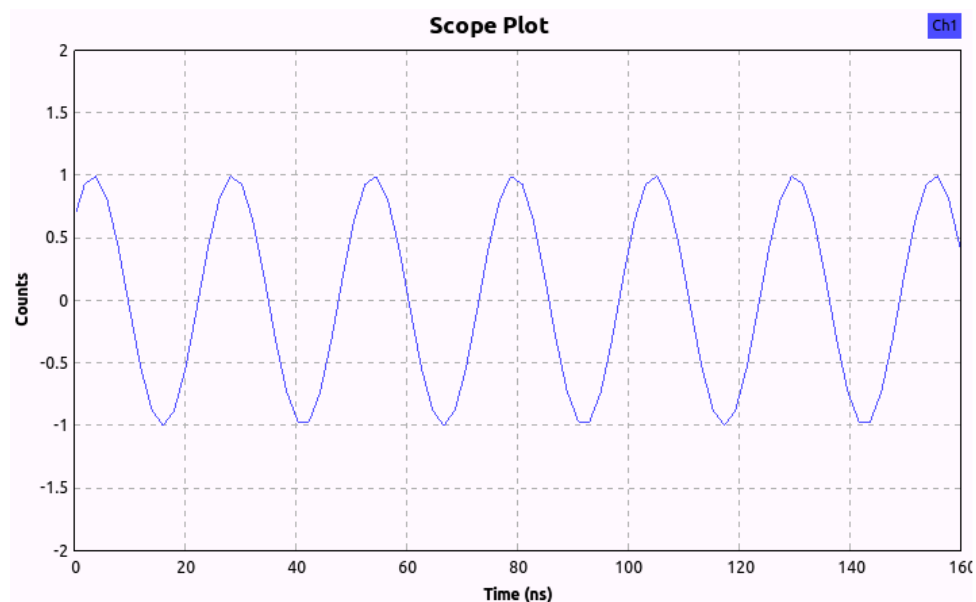


Figura 4.25- Onda sinusoidal

A multiplicação do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.22 com o diagrama de blocos da Figura 4.24 deu origem ao diagrama de blocos da Figura 4.26 que representa um sinal pulsante sinusoidal.

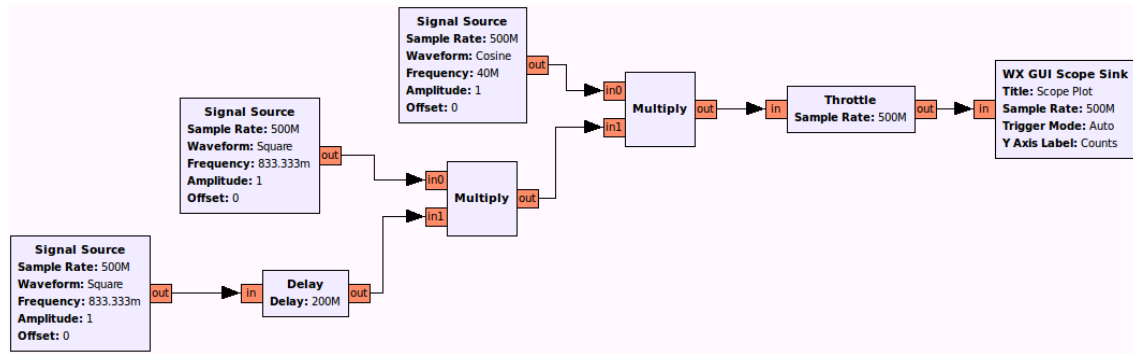


Figura 4.26- Diagrama de Blocos da simulação dos pulsos sinusoidais

Após a criação do diagrama de blocos do sinal a emitir, foi criado um diagrama de blocos semelhante ao apresentado na Figura 4.26 com a simples diferença de que em vez de ter um *Scope Sink*, tem um bloco que comunique com o USRP, *USRP Sink*, apresentado na Figura 4.27.

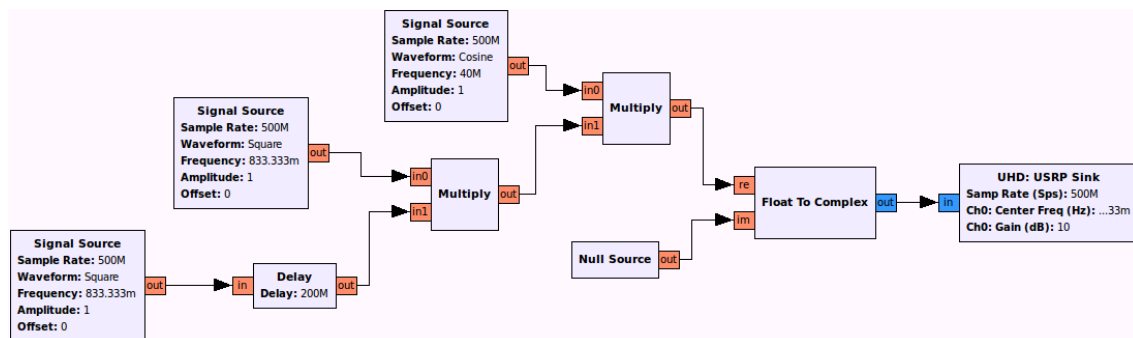


Figura 4.27- Diagrama de Blocos da transmissão dos pulsos sinusoidais

Não sendo possível a apresentação dos sinais gerados a partir dos diagramas de blocos da Figura 4.26 e da Figura 4.27 devido à incapacidade do computador em processar bits a uma taxa de amostragem tão elevada no período pretendido da onda quadrada, o que se torna o processamento muito pesado para o computador. Para contornar esta situação alteraram-se os valores da frequência da onda quadrada e a frequência do sinal sinusoidal de forma a apresentar uma amostra do sinal a emitir pretendido como é possível observar na Figura 4.28.

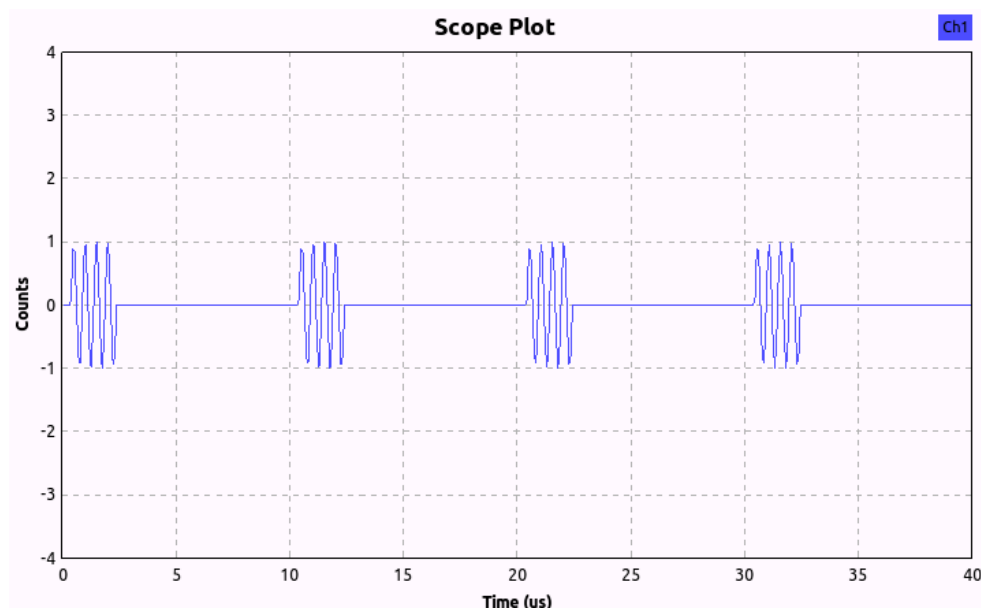


Figura 4.28- Amostra dos pulsos sinusoidais a emitir

Neste exemplo foi usada uma frequência de 100 kHz para as ondas quadradas, uma frequência de 2 MHz para a onda sinusoidal e foi necessário determinar um novo valor para a variável de *delay*, sendo neste caso 1500, apresentado um atraso de 3 μ s.

4.2.2 Matlab®

O Matlab® foi usado para simular o sinal de resposta após os pulsos sinusoidais magnéticos, o processamento do sinal recebido e obtenção do tempo T2. Tanto para a simulação do sinal de resposta como para o processamento do respetivo sinal foram criados dois *scripts* independentes, um que criasse o sinal pretendido guardando-o num ficheiro e o outro *script* deveria ler o ficheiro do sinal obtido guardando-o numa variável. De seguida retira-se os máximos relativos do sinal, criando uma curva linear, e aproxima-se esta curva a uma função exponencial. Nos anexos é possível verificar o código criado no script com alguns comentários para que se perceba a funcionalidade do código.

Para fazer-se a aproximação do sinal obtido a uma função exponencial, foi instalada uma ferramenta denominada Ezyfit. Esta ferramenta permite a aproximação de uma curva de dados unidimensionais usando funções de aproximação arbitrárias (“EzyFit,”), obtendo assim a expressão aproximada, e com a devida margem de erro. Um dos coeficientes apresentados na expressão da exponencial, é o valor de T2 que, quando comparado com os valores padrões tabelados, indica-nos o estado das células estudadas.

Uma vez mais foi necessário alterar as características do sinal de recepção simulado no Matlab® devido ao poder de processamento necessário. Para que fosse possível a análise do sinal simulado, teve que se menosprezar a onda sinusoidal apresentada na Figura 2.19 e utilizar apenas os valores máximos que a mesma apresenta. Para diminuir o tempo da simulação os tempos de decaimento foram reduzidos para os valores indicados na Tabela 4.1. Apesar das alterações efetuadas os resultados apresentados servem também para um sinal de resposta real mostrando, uma vez mais, que é possível usar-se o USRP como um aparelho de ressonância magnética.

Tabela 4.1- Parâmetros que foram alterados do sinal recebido simulado

Parâmetro	Valor
T1	0,2 ms
T2	1 ms
T2r	30 ms

Os tempos T1, T2 e T2r são os tempos de decaimento dos vetores de magnetização indicados na Figura 2.19 como T1, T2* e T2, respetivamente.

Através da Equação 2.11, criou-se um *script* que gerasse a simulação do sinal recebido com os parâmetros indicados acima obtendo assim a Equação 4.. Na Figura 4.29 é apresentado um gráfico referente a Equação 4. com os parâmetros da Tabela 4.1 com referência a Figura 2.19.

$$M_{xy} = M_0 \times e^{\left(-\frac{t}{T_2}\right)} \quad \text{Equação 4.3}$$

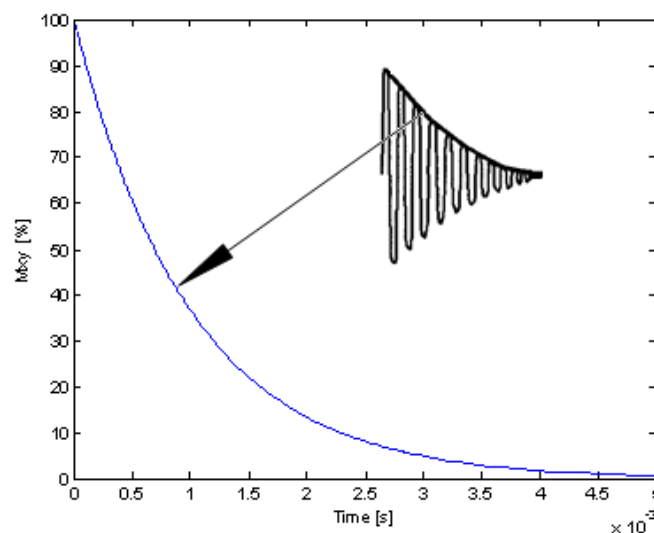


Figura 4.29- Decaimento de do vetor de magnetização transversal, M_{xy}

A Figura 4.30 representa o decaimento do vetor de magnetização transversal M_{xy}

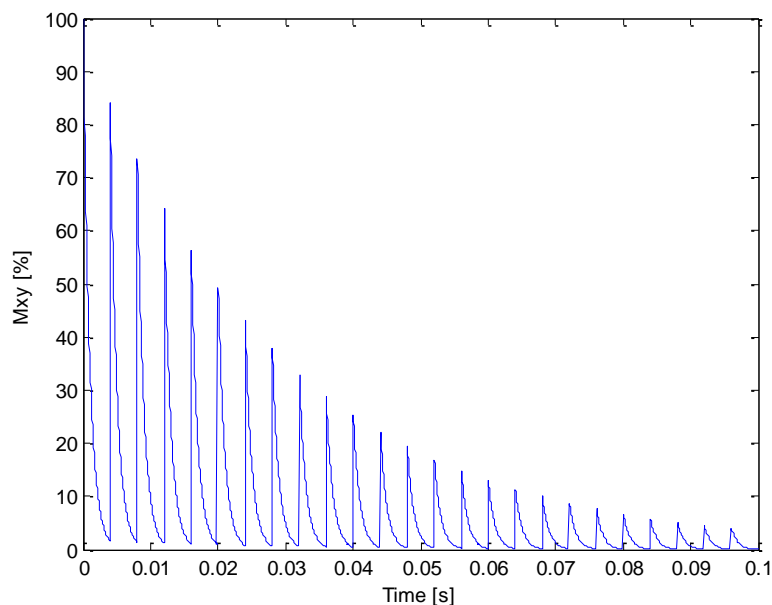


Figura 4.30- Simulação do sinal recebido após o envio dos pulsos magnéticos

De seguida criou-se um novo *script* que fosse capaz de detetar os máximos relativos do sinal como é apresentado na Figura 4.31.

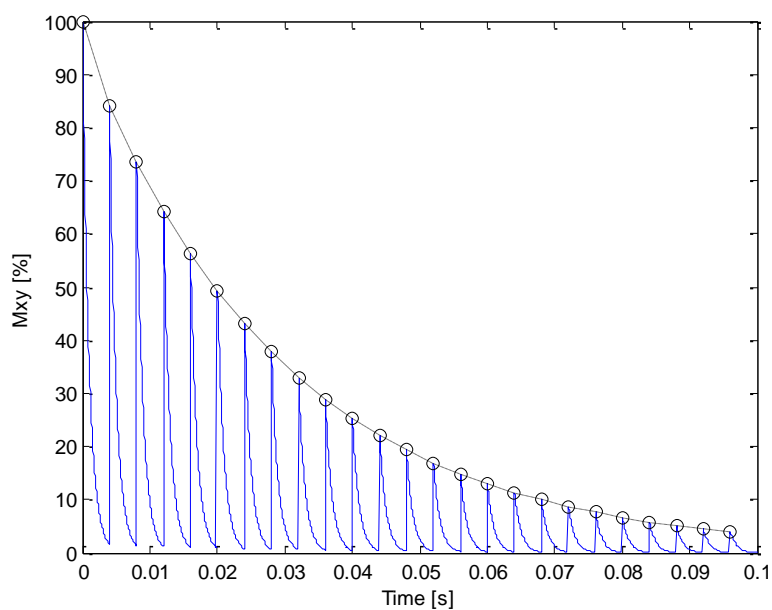


Figura 4.31- Máximos obtidos do sinal recebido simulado

Com os máximos obtidos foi necessário criar uma reta que unisse todos os máximos para que se pudesse aproximar essa mesma reta a uma função exponencial de forma a obter a expressão analítica do gráfico que une os máximos. Na Figura 4.32 é apresentado o gráfico resultante da união dos máximos obtidos.

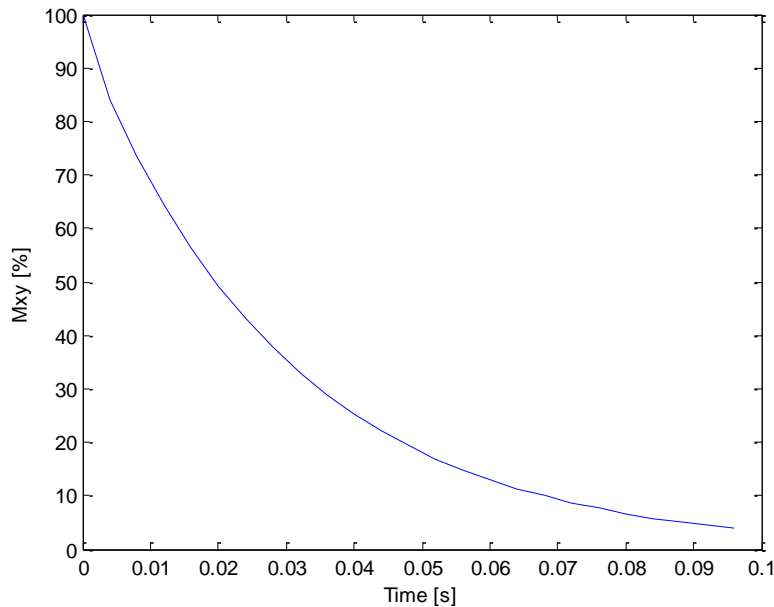


Figura 4.32- Linha obtida pela união dos máximos

Com a ajuda da ferramenta já mencionada, Ezyfit, fazendo a aproximação do gráfico apresentado na figura acima a uma expressão exponencial apresentada na Equação 4.. Fazendo uma analogia desta equação com a Equação 4. tem-se que o x é referente ao tempo, t , o valor de a é referente ao vetor de magnetização em equilíbrio, M_0 , e o valor de b é o tempo de decaimento do vetor de magnetização transversal, T_{2r} . É de notar que o valor de b deverá aparecer negativo uma vez que se trata de uma função do tipo exponencial inversa.

$$y(x) = a \times e^{\left(\frac{x}{b}\right)} \quad \text{Equação 4.4}$$

Como é possível observar na Figura 4.33 os valores obtidos das constantes a e b são 97,75 e - 0.029473 respetivamente. Quanto comparado com os valores propostos na Tabela 4.1 verifica-se que existe uma margem de erro para a constante a de 2,25 % e uma margem de erro aproximada de 1,76 % para a constante b . Esta margem de erro pode ser diminuída caso o tempo de simulação fosse maior o que levaria a obtenção de mais pontos máximos, o que levava a uma maior precisão na aproximação da expressão ao gráfico.

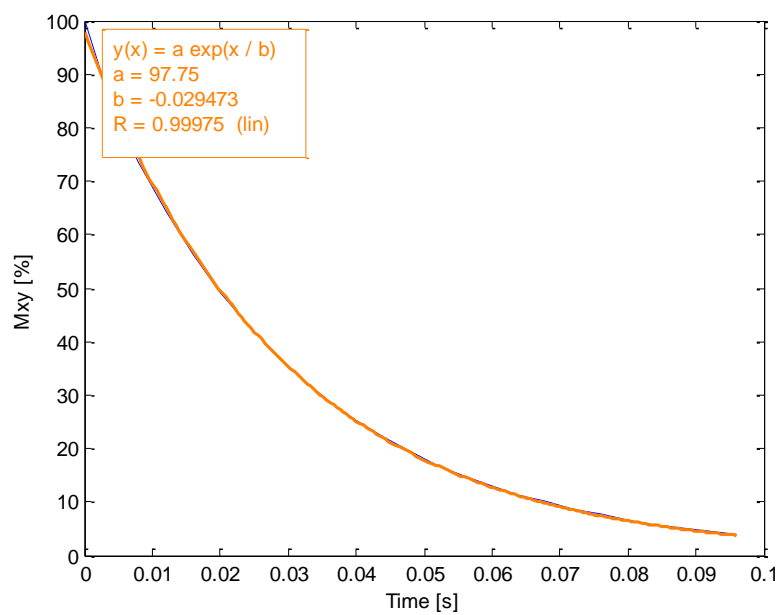


Figura 4.33- Função aproximada à linha dos máximos

Capítulo 5

Conclusão e perspectivas de trabalhos futuros

Sumário:

Neste capítulo é realizada uma análise global do trabalho realizado, são apresentadas as principais conclusões e apresentadas propostas de trabalho futuro.

Apesar de alguns dos resultados apresentados terem sido realizados a partir de simulações e não de sinais reais, pode concluir-se que esta Dissertação contém algumas conclusões positivas acerca de diversos aspetos do trabalho realizado.

Em primeiro lugar é de notar a grande aplicabilidade que o USRP pode apresentar não só na área das telecomunicações como na área da eletrónica. Com algum *know how* é possível visualizar, modelar, processar, gerar sinais e realizar análises espectrais.

Não foi possível realizar o envio de pulsos sinusoidais à frequência pretendida devido ao elevado poder de processamento necessário que o PC suportasse. Contudo, foi criado um sinal semelhante que demonstrasse que é possível enviar pulsos magnéticos com o USRP.

O processamento do sinal a partir do Matlab®, apesar de ser realizado em sinais simulados e não em sinais reais, pode-se dizer que corresponde aos objetivos propostos nesta dissertação uma vez que o sinal criado é bastante semelhante ao sinal real e os resultados obtidos, a partir da análise do sinal, são os esperados.

Como trabalho futuro deve realizar-se o envio dos pulsos sinusoidais na frequência pretendida e com os intervalos de tempo necessários. A implementação dos diagramas de blocos em C++ traria uma maior agilidade ao processo de envio e receção dos pulsos sinusoidais. Para que o objetivo proposto seja concluído deve-se implementar um magneto permanente com o USRP de forma a realizar a análise de um sinal ressonante real.

Referências Bibliográficas

- Bushberg, J. T., Seibert, J. A., Leidholdt, E. M., & Boone, J. M. (2011). *The essential physics of medical imaging*. (J.-R. John, A. Snyder, & T. DeGeorge, Eds.) (Second Edi., pp. 373–399). Philadelphia: Lippincott Williams & Wilkins.
- Darrow, K. K. (1953). Magnetic Resonance Part I - Nuclear Magnetic Resonance. *Bell System Technical Journal*, 32(1), 74–99.
- Debatty, T. (2010). Software Defined RADAR a state of the art. *Cognitive Information Processing (CIP)*, 253–257.
- Dillinger, M., Madani, K., & Alonistioti, N. (2005). *Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions* (pp. 4–5). West Sussex, UK: John Wiley & Sons Ltd.
- Edwards, J. C.. Principles of NMR. *Process NMR Associates, LLC*. Process NMR Associates LLC.
- Ettus, M. (2005). USRP User's and Developer's Guide. *Ettus Research LLC*, 1–9.
- Ettus Research. *Selecting a USRP Device*. Vasa.
- Ettus Research - Daughterboards. Retrieved February 20, 2014, from <https://www.ettus.com/product/category/Daughterboards>
- Executive Summary: The Python Software Foundation. Retrieved January 25, 2014, from <http://www.python.org/psf/summary/>
- EzyFit. Retrieved February 24, 2014, from <http://www.fast.u-psud.fr/ezyfit/>
- Fernandes, V. N. (2012). *Implementation of a Radar System Unisg Matlab and the USRP*. Vasa. California State University.
- FrontPage - Python Wiki. Retrieved January 25, 2014, from <https://wiki.python.org/moin/>
- GNURadio Companion. Retrieved January 25, 2014, from <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/GNURadioCompanion>
- Hamza, F. (2008). The USRP under 1.5 x magnifying lens!
- Hill, M. M. (2012). *Developing a Generic Software-Defined Radar Transmitter using GNU Radio*. The University of Adelaide.
- Hornak, J. P. (2011). *The Basics of MRI. Interactive Learning Software*. Henrietta, NY: Interactive Learning Software. Retrieved from <http://www.cis.rit.edu/htbooks/nmr/inside.htm>
- Ii, P., Radio, G. N. U., Radios, S. D., Scheduling, M., Management, M., & Corp, B. B. N. T. (2006). GNU Radio Architectural Changes (pp. 59–79).
- Instituto Português do Mar e da Atmosfera - IPMA. Geomagnetismo.

McRobbie, D. W., Moore, E. A., Graves, M. J., & Prince, M. R. (2007). *MRI from Picture to Proton* (Second Edi., pp. 137–158). New York: Cambridge University Press.

Norton, Q. (2006). GNU Radio Opens an Unseen World.

Prabaswara, A. (2011). GNU Radio based software-defined FMCW radar for weather surveillance application. ... , and *Applications (TSSA)* ..., (144), 227–230.

The Origins of MATLAB. Retrieved January 25, 2014, from <http://www.mathworks.com/company/newsletters/articles/the-origins-of-matlab.html>

Thermo Scientific™ picoSpin™ NMR 45 Spectrometer. Retrieved February 05, 2014, from <http://picospin.com/products/picospin-45/>

Tutorials- Write Python Applications. Retrieved January 24, 2014, from <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/TutorialsWritePythonApplications>

USRP N200/N210 Networked Series. Retrieved February 20, 2014, from https://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR_1.pdf

Westbrook, C. (2002). *MRI at a Glance* (First Edit., pp. 12–39). Blackwell Science.

What Is GnuRadio. Retrieved January 24, 2014, from <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki/WhatIsGR>

ANEXOS

A função `find_peaks` permite obter numa matriz todos os máximos e os respetivos índices a partir de um vetor com o sinal a analisar.

```
function [peaks,peak_indices] = find_peaks(row_vector)
    A = [min(row_vector)-1 row_vector min(row_vector)+1];
    j = 1;
    for i=1:length(A)-2
        temp=A(i:i+2);
        if(max(temp)==temp(2))
            peaks(j) = row_vector(i);
            peak_indices(j) = i;
            j = j+1;
        end
    end
end
```

A função `Find_peaks_file` permite obter os máximos absolutos e os respetivos índices a partir de um ficheiro com a extensão `.dat` ou de uma variável com a extensão `.mat`.

```
function [maximo,maximo_index] = find_peaks_file(nome,time)

    tic
    [~,format] = strtok(nome,'.');

    if strcmp(format,'.mat')
        fprintf('\n  A ler ficheiro %s \n \n \n ', nome);
        load(nome,'-mat');
        x=v_data(2,:);
        t=v_data(1,:);
    else

        if strcmp(format,'.dat')
            fprintf('\n  A ler ficheiro %s \n \n \n ', nome);
            fid=fopen(nome,'rt');
            x = fread(fid,'*float32');
            fclose(fid);
            t=0:length(x)-1;
        else
            x=nome;
            t=1:length(x);
        end
    end

    [~,maximo_index]=max(x);
    volta=1;
    fprintf('  A calcular os máximos relativos \n \n \n ');
    maximo_index_aux(volta,:)=t(maximo_index:length(t));
    maximo_aux(volta,:)=x(maximo_index:length(x));
    while maximo_index_aux(volta,2)~=0
        [maximo,maximo_index]=find_peaks(maximo_aux(volta,:));
```

```

    volta=volta+1;
    maximo_aux(volta,:)= [maximo zeros(1,(size(maximo_aux,2)-length(maximo)))];
    maximo_index_aux(volta,:)= [maximo_index_aux(volta-1,maximo_index)
zeros(1,(size(maximo_aux(volta,:),2)-length(maximo_index)))];

    if volta==10
        fprintf('\n \n \n *****ERROR: O PROGRAMA ENTROU NUM LOOP!!!***** \n \n \n');
        return;
    end

end

maximo=maximo_aux(volta-1,maximo_aux(volta-1,:)==0);
maximo_index= maximo_index_aux(volta-1,maximo_index_aux(volta-1,:)==0);
fprintf(' Os máximos relativos encontrados são: \n');
disp(maximo);
fprintf(' e foram encontrados nos pontos: \n');
disp(maximo_index);
plot(time,x,'b-',time(maximo_index),x(maximo_index),'ko:');
toc

end

```

O *script* apresentado abaixo é utilizado para simular o decaimento do vetor de magnetização M_{xy}

```

clear all;
clc;

freq=5000;
samprate=5*freq;
t=0:1/samprate:freq/(2*samprate);

M0=100;
T1=0.0002;
T2=0.001;
T2n=0.03;

Mz=M0*(1-exp(-t/T1));
Mxy=M0*exp(-t/T2);
Mxyn=M0*exp(-t/T2n);

x(1:101)=Mxy(1:101);
x(102:201)=Mxy(2:101);
x(202:301)=Mxy(2:101);
x(302:401)=Mxy(2:101);
x(402:501)=Mxy(2:101);
x(502:601)=Mxy(2:101);
x(602:701)=Mxy(2:101);
x(702:801)=Mxy(2:101);
x(802:901)=Mxy(2:101);
x(902:1001)=Mxy(2:101);
x(1002:1101)=Mxy(2:101);
x(1102:1201)=Mxy(2:101);

```

```
x(1202:1301)=Mxy(2:101);  
x(1302:1401)=Mxy(2:101);  
x(1402:1501)=Mxy(2:101);  
x(1502:1601)=Mxy(2:101);  
x(1602:1701)=Mxy(2:101);  
x(1702:1801)=Mxy(2:101);  
x(1802:1901)=Mxy(2:101);  
x(1902:2001)=Mxy(2:101);  
x(2002:2101)=Mxy(2:101);  
x(2102:2201)=Mxy(2:101);  
x(2202:2301)=Mxy(2:101);  
x(2302:2401)=Mxy(2:101);  
x(2402:2501)=Mxy(2:101);
```

```
xn=Mxyn.*x/100;
```

```
plot(t,xn);
```